

JP09135230

PUB DATE: 1997-05-20

APPLICANT: JISEDAI DIGITAL TELEVISION HOSO SYST KENKYUSHO:KK

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

US5818813

PUB DATE: 1998-10-06

APPLICANT: ADVANCED DIGITAL TELEVISION BR [JP]

ORTHOGONAL FREQUENCY DIVIDING MULTIPLEX TRANSMISSION SYSTEM, TRANSMITTER AND RECEIVER USING THE SYSTEM

Publication number: JP9135230 (A)

Publication date: 1997-05-20

Inventor(s): SAITO MASANORI; IKEDA TETSUOMI +

Applicant(s): JISEDAI DIGITAL TELE HOSO SYS +

Classification:


- international: **H04J11/00; H04L27/26; H04N7/08; H04N7/081;** (IPC1-7): H04J11/00; H04N7/08; H04N7/081


- European: **H04L5/00C5**


Application number: JP19960068768 19960325


Priority number(s): JP19960068768 19960325; JP19950229107 19950906

Also published as:

 JP2802255 (B2)

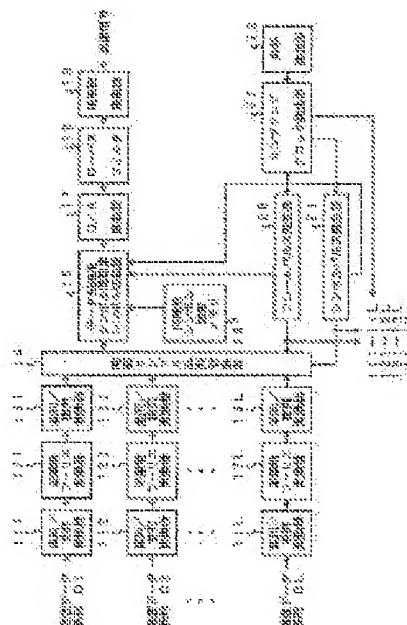
 EP0762701 (A2)

 EP0762701 (A3)

 US5818813 (A)

Abstract of JP 9135230 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an OFDM (orthogonal frequency dividing multiplex digital modulation and demodulation processing) transmission system satisfactorily receivable regardless of a receiving form. **SOLUTION:** Corresponding to L kinds of parameter sets (a significant symbol length, a guard interval length and the number of carrier waves), data groups D1 to DL are respectively converted into parallel data by a serial/parallel transformers 111 to 11L, assigned to each carrier wave of OFDM, and subjected to a reverse discrete Fourier transform by inverse discrete Fourier transformers 121 to 12L to obtain sample values of a transmission waveform on a time axis. Then the values are converted into the serial sample value groups by parallel/ serial transformers 131 to 13L and converted into a single time sample group by a time sample group switch 14, then added with a symbol for frame synchronization, converted into to an analog base band OFDM signal and up-converted to obtain a transmission signal. At this time, the frequency band width of the OFDM signal is defined as a value smaller than a specific value specified by the band width of a usable transmission line.



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-135230

(43) 公開日 平成9年(1997)5月20日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所	
H 0 4 J	11/00		H 0 4 J	11/00	Z
H 0 4 N	7/08		H 0 4 N	7/08	Z
	7/081				

審査請求 有 請求項の数14 O L (全 16 頁)

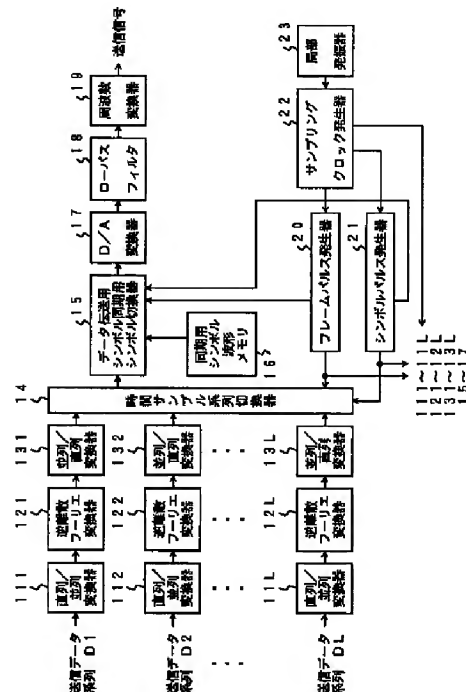
(21) 出願番号	特願平8-68768	(71) 出願人	395017298 株式会社次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所 東京都港区赤坂5丁目2番8号
(22) 出願日	平成8年(1996)3月25日	(72) 発明者	齊藤 正典 東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所内
(31) 優先権主張番号	特願平7-229107	(72) 発明者	池田 哲臣 東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所内
(32) 優先日	平7(1995)9月6日	(74) 代理人	弁理士 鈴江 武彦
(33) 優先権主張国	日本 (J P)		

(54) 【発明の名称】 直交周波数分割多重伝送方式及びそれを用いる送信装置と受信装置

(57) 【要約】

【課題】 受信形態を問わず良好に受信可能なOFDM伝送方式を提供する。

【解決手段】 データ系列D1～DLはL種類のパラメータセット（有効シンボル長、ガードインターバル長、搬送波数）に対応し、それぞれ直列／並列変換器111～11Lで並列データに変換されてOFDMの各搬送波に割り当てられ、逆離散フーリエ変換器121～12Lにて逆離散フーリエ変換されて時間軸上の送信波形のサンプル値となり、並列／直列変換器131～13Lにより直列のサンプル値系列に変換され、時間サンプル系列切替器14で単一の時間サンプル系列に変換された後、フレーム同期用シンボルが付加され、アナログ・ベースバンドOFDM信号に変換され、アップコンバートされて送信信号となる。この際、OFDM信号の周波数帯域幅を使用可能な伝送路の帯域幅によって定まる一定値より小さな値とする。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直交周波数分割多重デジタル変復調処理（以下、OFDM と称する）によりデータ伝送を行う直交周波数分割多重伝送方式において、

変調及び復調処理における標本点間の時間間隔を T 、OFDM 伝送フレーム内の第 i 番目のデータ伝送用シンボルについて、有効シンボル長を $N_i T$ (N_i は正の整数)、ガードインターバル長を $M_i T$ (M_i は零または正の整数)、搬送波数を K_i (K_i は正の整数) とし、1 個の OFDM 伝送フレーム内における N_i 、 M_i 及び K_i の取り得る値の数をそれぞれ複数個とすると共に、 $K_i / N_i T$ が、伝送路の帯域幅によって定まる一定値 W (W は正の実数) よりも常に小さくなることを条件に、 N_i 及び K_i の値を任意に選定することを特徴とする直交周波数分割多重伝送方式。

【請求項 2】 前記 OFDM 伝送フレームの中である特定のデータ伝送用シンボルの有効シンボル長 $N_a T$ (N_a は正の整数)、ガードインターバル長 $M_a T$ (M_a は零または正の整数)、搬送波数 K_a (K_a は正の整数) を受信側で既知の値とし、該特定シンボルの各搬送波の変調方式についても受信側で既知とし、該特定シンボルが含まれる OFDM 伝送フレームの、該特定シンボルを除く他のデータ伝送用シンボルの有効シンボル長、ガードインターバル長、搬送波数、各搬送波の変調方式に関する情報の少なくとも一部を該特定シンボルを用いて送信側から受信側へ伝送することを特徴とする請求項 1 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

【請求項 3】 互いに有効シンボル長及びガードインターバル長が同一のデータ伝送用シンボルを時間軸上で連続させ、有効シンボル長、ガードインターバル長の少なくともいずれか一方が異なるデータ伝送シンボル同士が隣り合う切換点数が最少となるような順番でデータ伝送用シンボルを送出することを特徴とする請求項 1 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

【請求項 4】 前記 OFDM 伝送フレームの複数のデータ伝送用シンボルが互いに有効シンボル長、ガードインターバル長、搬送波数、変調方式の少なくとも一つが異なり、個々のデータ伝送用シンボルが前記条件を満足することを特徴とする請求項 1 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

【請求項 5】 前記 OFDM 伝送フレームは、その中に、有効シンボル長及びガードインターバル長の長い固定受信用のデータ伝送用シンボルと、有効シンボル長及びガードインターバル長の短い移動受信用のデータ伝送用シンボルとを備えることを特徴とする請求項 1 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

【請求項 6】 デジタルテレビジョン放送に用いることを特徴とする請求項 5 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

【請求項 7】 OFDM 伝送フレーム内の第 i 番目のデ

ータ伝送用シンボルの平均送信電力を P_i としたとき、前記 N_i の値に応じて P_i の値を定めて N_i の値と P_i の値を 1 対 1 に対応させ、 N_i の取り得る値の数を L 個としたとき、 P_i の取り得る値の数も L 個とすることを特徴とする請求項 1 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

【請求項 8】 前記 N_i の取り得る値を A_1 、 A_2 、 \dots 、 A_L とし、 A_1 、 A_2 、 \dots 、 A_L の中で最大の値を A_{\max} としたとき、 A_1 、 A_2 、 \dots 、 A_L を全て A_{\max} の約数とすることを特徴とする請求項 1 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

【請求項 9】 前記 M_i の取り得る値を 1 個とすることを特徴とする請求項 1 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

【請求項 10】 前記 OFDM 伝送フレーム内の伝送シンボルについて、搬送波周波数がある一定の時間毎に予め定められた周波数間隔で変化させることを特徴とする請求項 1 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

【請求項 11】 前記有効シンボル長及びガードインターバル長が短い移動受信用のデータ伝送用シンボルを 1 フレーム中にある一定の時間間隔で送出することを特徴とする請求項 5 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

【請求項 12】 前記特定のデータ伝送用シンボルを用いて、前記 OFDM 伝送フレーム毎に有効シンボル長、ガードインターバル長、搬送波数、変調方式を変更することを特徴とする請求項 2 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

【請求項 13】 各データ伝送用シンボルの変調を逆離散フーリエ変換で行う際の FFT ポイント数の取り得る値の数を L としたとき、各 FFT ポイント数ごとに合計 L 個の逆離散フーリエ変換器を備えることを特徴とする請求項 1 記載の直交周波数分割多重伝送方式を用いる送信装置。

【請求項 14】 各データ伝送用シンボルの復調を離散フーリエ変換で行う際の FFT ポイント数の取り得る値の数を L としたとき、各 FFT ポイント数ごとに合計 L 個の離散フーリエ変換器を備えることを特徴とする請求項 1 記載の直交周波数分割多重伝送方式を用いる受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は例えばデジタルテレビジョン放送の伝送方式に係り、特に直交周波数分割多重デジタル変復調処理（以下、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) と称する）によりデータ伝送を行う直交周波数分割多重伝送方式（以下、OFDM 伝送方式と称する）及びそれを用いる送信装置と受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来より、テレビジョン放送サービスを

より一層充実させていくため、地上放送等でもデジタル放送化の要望が高まりつつある。特に地上デジタル放送の伝送方式にあっては、マルチパス（放送においてはゴースト）に強いOFDM伝送方式が有望視されている。

【0003】このOFDM伝送方式は、マルチキャリア変調方式の一種であり、図8に示すように、送信信号は多数（数十～数千）のデジタル変調波（搬送波1～k）を加え合わせたものである。各キャリアの変調方式としては、QPSK、16QAM、64QAM等が用いられる。

【0004】OFDM伝送方式によるデータ伝送は、図8に示す伝送シンボルを単位として行われる。各伝送シンボルは、有効シンボル期間とガードインターバルと呼ばれる期間から成る。有効シンボル期間は、データ伝送のために実質的に必要とされる信号期間である。また、ガードインターバルはマルチパスの影響を軽減するための冗長な信号期間であり、有効シンボル期間の信号波形を巡回的に繰り返したものである。

【0005】各搬送波間の周波数間隔を、有効シンボル期間の長さの逆数と等しくすると、図9(a)に示すように、各デジタル変調波の周波数スペクトルの零点は、隣接する変調波の搬送波周波数と一致し、搬送波間で相互干渉は生じない。このとき各搬送波同士は直交しているという。OFDM信号のスペクトルは、図9(b)に示すように、全体として矩形に近い形となる。有効シンボル期間の長さを t_s 、搬送波数を K とすると、各搬送波間の周波数間隔は $1/t_s$ 、伝送帯域幅は K/t_s となる。

【0006】OFDM伝送方式では、図8の伝送シンボルを数十個～数百個程度集めて1つの伝送フレームを構成する。OFDM伝送フレームの構成例を図10に示す。このOFDM伝送フレームには、データ伝送用シンボルの他にフレーム同期用シンボルが含まれる。また必要に応じてサービス識別用シンボル等が含まれる場合もある。

【0007】図11に上記OFDM伝送方式を採用した場合の送信装置A及び受信装置Bの概念的構成を示す。まず、送信装置Aにおいては、2値の送信データのある一定のビット数ごとのデータブロックに区切り、各データブロックをそれぞれ1個の複素数値に変換した状態で入力する。そして、直列並列変換器A1で各搬送波周波数ごとに1個ずつの複素数値 C_i （ $i=1\sim N$ ）を与え、逆離散フーリエ変換回路部A2で時間軸上へ逆離散フーリエ変換する。これにより、時間軸波形のサンプル値を発生し、このサンプル値系列から時間的に連続するベースバンド・アナログ信号波形を求める。ベースバンド・アナログ信号波形は周波数変換器A3で送信周波数に変換されて送信される。

【0008】逆離散フーリエ変換により発生される時間

軸上のサンプル値の個数は、通常、有効シンボル期間当たり 2^n （ n は正整数）個である。したがって、 $r_g = (\text{ガードインターバル長}) / (\text{有効シンボル長})$ と定義すると、伝送シンボル1個当たり $2^n \cdot (1 + r_g)$ 個のサンプル値が発生される。各伝送シンボルの長さは、通常、サンプル点の時間間隔の整数倍とする。

【0009】受信装置Bにおいては、受信信号を周波数変換器B1で周波数変換してベースバンド信号波形を得た後、送信側と同じサンプルレートでサンプルする。そして、このサンプル値系列を離散フーリエ変換回路部B2により周波数軸上へ離散フーリエ変換し、各搬送波周波数成分の位相と振幅を計算することにより受信データの値を求め、並列直列変換器B3により直列に変換して出力する。

【0010】ところで、テレビジョン放送の受信形態としては、固定受信、移動受信（携帯受信を含む）に大別されるが、いずれの場合でも良好な受信を可能ならしめることが重要である。しかしながら、従来のOFDM方式にあっては、データ伝送用シンボルの有効シンボル長、ガードインターバル長、搬送波数が、需要の多い固定受信を基準に決定されることになり、移動受信ではフェージングが問題となると予想される。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】以上述べたように従来のOFDM伝送方式及びそれを用いる送信装置と受信装置にあっては、データ伝送用シンボルの有効シンボル長、ガードインターバル長、搬送波数を、複数の受信形態に適するように設定することができず、需要の多い受信形態を基準に決定せざるを得なかった。

【0012】本発明の課題は、上記の問題を解決し、受信形態を問わず、いずれの場合も良好に受信可能なOFDM伝送方式を提供し、さらにはその方式を用いる送信装置と受信装置を提供することにある。

【0013】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決する本発明のOFDM伝送方式は、OFDM標本点間の時間間隔を T 、OFDM伝送フレーム内の第 i 番目のデータ伝送用シンボルについて、有効シンボル長を $N_i T$ （ N_i は正の整数）、ガードインターバル長を $M_i T$ （ M_i は零または正の整数）、搬送波数を K_i （ K_i は正の整数）とし、1個のOFDM伝送フレーム内における N_i 、 M_i 及び K_i の取り得る値の数を複数個とすると共に、 $K_i / N_i T$ が伝送路の帯域幅によって定まる一定値 W （ W は正の実数）よりも常に小さくなることを条件に、 N_i 、 M_i 及び K_i の値を任意に選定することと特徴とする。

【0014】すなわち、本発明に係るOFDM伝送方式では、1つのOFDM伝送フレームの中で、データ伝送用シンボルの有効シンボル長及びガードインターバル長として2種類以上の値を使用し、各シンボル長をOFDM

Mのデジタル信号処理の基本単位であるサンプリング周期の整数倍とし、さらに当該OFDM伝送信号の周波数帯域幅を使用可能な伝送路の帯域幅によって定まる一定値より小さな値とする。

【0015】その結果、異なる有効シンボル長及びガードインターバル長を持つ複数のデータ伝送用シンボルを1つの伝送チャンネルの中に多重してもキャリア間の相互干渉は生じなくなる。したがって、本発明のOFDM伝送方式を用いることで、周波数利用効率を低下させることなく、キャリア間に相互干渉を発生させずに、1つの放送チャンネルの中で種々の伝送条件に対応することが可能となる。

【0016】特に、1つの放送チャンネルの中で、周波数利用効率を低下させることなく、固定受信に適したOFDM伝送シンボルと移動受信に適したOFDM伝送シンボルを同時に送ることができるようになる。

【0017】

【発明の実施の形態】まず、本願発明の着想点について説明する。1つの放送チャンネルの中で、固定受信に適したOFDM伝送シンボルと移動受信に適したOFDM伝送シンボルを送る技術としては、図12に示すように、周波数軸上でOFDM信号を2つの周波数ブロックに分割し、ブロック間でキャリア間干渉が起きないように周波数ブロック間にガードバンドを設け、各周波数ブロックでシンボル長とガードインターバル長を異なる値とし、2つの周波数ブロックをそれぞれ固定受信用、移動受信用とする方法が考えられる。

【0018】しかしながら、上記のように複数の周波数ブロックに分割する方法では、OFDMの有効シンボル長とキャリア周波数間隔が各周波数ブロックで異なるので、周波数ブロック間でキャリア同士の直交性を保つことができない。このため、周波数ブロック間のキャリア同士の相互干渉を防ぐために、周波数ブロック間にかなりの幅のガードバンドを設けなければならない。よって、このガードバンドの分だけ周波数利用効率が低下し、1つの放送チャンネルの中で伝送可能なビットレートが減少してしまうという欠点がある。

【0019】そこで、本発明では、ガードバンドを設けなくてもキャリア同士の相互干渉が発生しないようにし、これによって周波数利用効率を低下させることなく、1つの放送チャンネルの中で固定受信に適したデータ伝送用シンボルと移動受信に適したデータ伝送用シンボルを送れるようにする。

【0020】ここで、OFDM伝送方式において、復調器における離散フーリエ変換では、各データ伝送用シンボル期間内に有効シンボル期間と同じ長さのFFTウィンドウを設定し、FFTウィンドウ内に含まれる2ⁿ個のサンプル点を周波数軸上へ離散フーリエ変換する。

【0021】この場合、FFTウィンドウを各伝送シンボルの最も後寄りに設定すると、マルチパス（テレビジ

ョン放送においてはゴースト信号）の遅延時間がガードインターバルの長さより短ければ、復調器のFFTウィンドウの中に、隣接するシンボルのゴーストが侵入することはないので、マルチパスによる特性劣化はシングルキャリア方式と比べてはるかに小さくすることができ。したがって、一般にガードインターバルを長くするほど遅延時間のより長いゴーストに対応することが可能となり、マルチパスに強い伝送特性が得られる。

【0022】次に、固定受信、移動受信それぞれの受信形態に適したOFDMのシンボル長、ガードインターバル長の関係について説明する。一般に、OFDMの固定受信においてはマルチパスの影響を軽減することが重要な技術的課題であり、前述のように、ゴーストに強い伝送特性を得るためにはガードインターバルを長くした方が有利である。

【0023】但し、長いガードインターバルを付加すると、全シンボル長に占めるガードインターバル長の割合だけ伝送容量（ビットレート）が低下するので、ガードインターバルを長くしてもビットレートが低下しないようにするためには、ガードインターバル長と同じ割合で有効シンボル長も長くする必要があり、結局、全シンボル長を長くする必要がある。

【0024】一方、移動受信においては、フェージングによって伝送路特性が時間と共に変化するため、OFDMのシンボル長を長くしすぎると、1個の伝送シンボル期間の中でも伝送路特性が無視できないほど変化し、ビット誤り率が大きくなる。すなわち、移動受信時のフェージングに対しては、ガードインターバル及びシンボル長を長くすることは、不利な方向へ作用する。尚、携帯受信の場合は、固定受信と移動受信の間の中間的な特性を示すと考えられる。

【0025】このように、OFDM伝送方式を用いる場合、ガードインターバル長や有効シンボル長などの伝送パラメータを設定するにあたっては、当該放送システムで想定される受信形態によって最適なパラメータ値が異なるため、ある1種類のパラメータセットで固定受信と移動受信の両方に対応することは極めて困難であることがわかる。したがって、ある1つの放送チャンネルの中で固定受信用と移動受信用の両方の情報を送りたい場合には、本発明によるOFDM伝送方式を用いることが必要となる。

【0026】以下、図1及び図2を参照して本発明のOFDM伝送方式を採用した送信装置、受信装置の実施形態について詳細に説明する。図1は、本発明の実施形態における送信装置の構成を示すブロック回路図である。この送信装置は、直列／並列変換器111～11Lと、逆離散フーリエ変換器121～12Lと、並列／直列変換器131～13Lと、時間サンプル系列切替器14と、データ伝送用シンボル・同期用シンボル切替器15と、同期用シンボル波形メモリ16と、D/A変換器1

7と、ローパスフィルタ18と、周波数変換器19と、フレームパルス発生器20と、シンボルパルス発生器21と、サンプリングクロック発生器22と、局部発振器23とを備える。

【0027】上記構成による送信装置において、送信データとなるL個のデータ系列D1～DLは、それぞれL個の直列／並列変換器111～11Lに入力される。L個の送信データ系列D1～DLは、L種類のパラメータセット（有効シンボル長、ガードインターバル長、搬送波数）に対応する。

【0028】上記直列／並列変換器111～11Lは直列データを並列データに変換し、OFDMの各搬送波に割り当てる。逆離散フーリエ変換器121～12Lは、各搬送波に割り当てられた送信データから当該シンボル期間における各搬送波の位相と振幅を決定し、その位相と振幅を周波数軸上の複素数データと見なして逆離散フーリエ変換を行い、時間軸上の送信波形のサンプル値を出力する。並列／直列変換器131～13Lは、各シンボルごとに並列に出力される時間サンプル値を直列のサンプル値系列に変換する。

【0029】一方、サンプリングクロック発生器22は、局部発振器23から出力される原振周波数信号を元にサンプリングクロックを発生する。フレームパルス発生器20及びシンボルパルス発生器21は、サンプリングクロックからそれぞれフレームパルスとシンボルパルスを発生する。サンプリングクロック、フレームパルス、シンボルパルスは送信装置の各部へ供給されてタイミング生成に利用される。

【0030】時間サンプル系列切換器14は、フレームパルスとシンボルパルスを用いて、L種類の時間サンプル系列を選択的に切り換えて、単一の時間サンプル系列に変換して出力する。同期用シンボル波形メモリ16は、フレーム同期用シンボル波形のサンプル値を出力する。データ伝送用シンボル・同期用シンボル切換器15は、時間サンプル系列切換器14から出力されるデータ伝送用シンボルの時間サンプル系列と同期用シンボル波形メモリ16から出力されるフレーム同期用シンボルの波形サンプル値系列を切り換えることで、ベースバンドOFDM信号の時間サンプル値系列に変換して出力する。

【0031】D/A変換器17は時間サンプル値系列をアナログ信号に変換し、ローパスフィルタ18はアナログ信号の高域成分を取り除いてアナログ・ベースバンドOFDM信号を出力する。周波数変換器19はベースバンドOFDM信号を中間周波数または無線周波数へアップコンバートし、送信信号として出力する。

【0032】図2は、本発明の実施形態における受信装置の構成を示すブロック回路図である。この受信装置は、帯域通過フィルタ31と、周波数変換器32と、同期用シンボル波形メモリ33と、同期用シンボル位置検

出器34と、発振周波数制御信号発生器35と、局部発振器36と、サンプリングクロック発生器37と、フレームパルス発生器38と、シンボルパルス発生器39と、A/D変換器40と、直列／並列変換器411～41Lと、離散フーリエ変換器421～42Lと、復調・並列／直列変換器431～43Lとを備える。

【0033】上記構成による受信装置において、帯域通過フィルタ31は受信信号の帯域外成分を除去し、周波数変換器32は中間周波数または無線周波数のOFDM信号をベースバンドヘダウンコンバートする。A/D変換器40は、ベースバンドOFDM信号を標準化してデジタルのサンプル値系列に変換する。その出力は直列／並列変換器411～41Lに供給されると共に同期用シンボル位置検出器34にも供給される。

【0034】同期用シンボル位置検出器34は、ベースバンドOFDM信号のサンプル値系列と、同期用シンボル波形メモリ33に記憶されている同期用シンボル波形のサンプル値系列との相互相関値を計算してフレーム先頭位置を検出すると共に、伝送シンボルの切換位置、FFTウィンドウ位置を決定する。

【0035】発振周波数制御信号発生器35は、同期用シンボル位置検出器34で検出されるフレーム周期を元に、局部発振器36の発振周波数を制御するための信号を発生する。尚、フレーム周期を用いた局部発振周波数の制御方式については、特願平6-138386「クロック周波数自動制御方式及びそれに用いる送信装置と受信装置」にその詳細が記載されている。

【0036】サンプリングクロック発生器37は、局部発振器36から出力される原振周波数信号を元にサンプリングクロックを発生する。フレームパルス発生器38及びシンボルパルス発生器39は、同期用シンボル位置検出器34から出力されるフレーム先頭位置情報とサンプリングクロックを元に、それぞれフレームパルスとシンボルパルスを発生する。サンプリングクロック、フレームパルス、シンボルパルスはそれぞれ受信装置の各部に供給され、種々のタイミング発生に利用される。

【0037】直列／並列変換器411～41Lは、ベースバンド・サンプル値系列を並列データに変換して離散フーリエ変換器421～42Lへ供給する。離散フーリエ変換器421～42Lは、時間軸上のサンプル値を各搬送波周波数ごとのスペクトルに変換する。復調・並列／直列変換器431～43Lは、周波数スペクトルの値から各搬送波の位相と振幅を推定し、その位相と振幅の値から受信データの値を求め、さらに直列の受信データ系列D1～DLに変換して出力する。L個の受信データ系列D1～DLはL種類のパラメータセットに対応する。

【0038】上記のシステム構成において、逆離散フーリエ変換器12i（iは1～L）及び離散フーリエ変換器42i（iは1～L）では、サンプリングクロック間

隔を T 、フレーム内の有効シンボル長を $N_i T$ (N_i は正の整数)、ガードインターバル長を $M_i T$ (M_i は零または正の整数)、搬送波数を K_i (K_i は正の整数) とするとき、 $K_i / N_i T$ が伝送路の帯域幅によって定まる一定値 W (W は正の実数) よりも常に小さくなることを条件に、 N_i 、 M_i 及び K_i の値を任意に選定する。

【0039】また、時間サンプリング系列切換器14では、互いに有効シンボル長及びガードインターバル長が同一のデータ伝送用シンボルを時間軸上で連続させ、有効シンボル長、ガードインターバル長の少なくともいずれか一方が異なるデータ伝送用シンボル同士が隣り合う切換点数が最少となるような順番でデータ伝送用シンボルを切り換える。

【0040】すなわち、データ系列 $D_1 \sim D_L$ にそれぞれ対応する伝送シンボルを送る順序については、様々な伝送順が考えられるが、ある1個のデータ系列(ある1個のパラメータセット)に対応するデータ伝送用シンボルは、時間軸上で連続した順番で伝送する方法が最も基本的である。この場合、異なるパラメータセットを持つ伝送シンボル同士が隣り合う切換点の数は最少となる。図3にそのフレーム構成例を示す。

【0041】具体例として、 $L=2$ とし、送信データ系列 D_1 を固定受信用、送信データ系列 D_2 を移動受信用とした場合、逆離散フーリエ変換器121、122のパラメータセットをそれぞれ固定受信用、移動受信用に設定すれば、いずれの受信形態でも良好な受信が可能となる。

【0042】したがって、本発明のOFDM伝送方式を用いれば、ガードバンドを設けなくてもキャリア間に相互干渉が発生しなくなるので、周波数利用効率を低下させることなく、1個の放送チャンネルで種々の伝送条件に対応することが可能となり、特に、1個の放送チャンネルの中で、固定受信に適したOFDM伝送シンボルと移動受信に適したOFDM伝送シンボルを、周波数利用効率を低下させずに送ることができる。

【0043】尚、図1の構成では、 L 種類のパラメータセットに対して L 個の逆離散フーリエ変換器121～12Lを用いているが、複数種類のFFTポイント数に対応可能な逆離散フーリエ変換器を用いることにより、1個で L 種類のシンボル長に対応することも可能である。

【0044】また、OFDMの各搬送波の変調方式は、逆離散フーリエ変換器121～12Lにおいて、周波数軸上の複素数値として各搬送波に割り当てられる位相値と振幅値の種類によって定まるが、異なるパラメータセットに対応する送信データ系列 $D_1 \sim D_L$ ごとに、例えば遅延検波QPSK、同期検波16QAM、同期検波64QAM等、異なる変調方式を用いることも可能である。

【0045】一方、図2の構成では、 L 種類のパラメー

タセットに対して L 個の離散フーリエ変換器421～42Lを用いているが、複数のFFTポイント数に対応可能な離散フーリエ変換器を用いることにより、1個で L 種類のパラメータセットに対応することも可能である。

【0046】また、 L 個のデータ系列 $D_1 \sim D_L$ の内、例えばデータ系列 D_1 及びそれに対応する伝送シンボルを用いて、データ系列 $D_2 \sim D_L$ に対応する伝送シンボルの有効シンボル長、ガードインターバル長、搬送波数、各搬送波の変調方式に関する情報を送信側から受信側へ送ることも可能である。

【0047】一般的に表現すれば、OFDM伝送フレームの中である特定のデータ伝送用シンボルの有効シンボル長 $N_a T$ (N_a は正の整数)、ガードインターバル長 $M_a T$ (M_a は零または正の整数)、搬送波数 K_a (K_a は正の整数) を受信側で既知の値とし、該特定シンボルの各搬送波の変調方式についても受信側で既知とし、該特定シンボルが含まれるOFDM伝送フレームの、該特定シンボルを除く他のデータ伝送用シンボルの有効シンボル長、ガードインターバル長、搬送波数、各搬送波の変調方式に関する情報の少なくとも一部を該特定シンボルを用いて送信側から受信側へ伝送することで、データ伝送用シンボルのパラメータセットを変更可能とすることができる。

【0048】ところで、上記実施形態において、OFDM伝送フレーム内の第 i 番目のデータ伝送用シンボルの平均送信電力が P_i であるとき、図4に示すように、フレーム内の有効シンボル長を規定する N_i の値に応じて P_i の値を定め、 N_i の値と P_i の値を1対1に対応させる。ここで、 N_i の取り得る値の数を L 個としたとき、 P_i の取り得る値の数も L 個とし、各データ伝送用シンボルの有効シンボル長 $N_i T$ に応じて平均送信電力の値 P_i を変える。

【0049】この手法を用いて、例えば、各伝送フレーム内の固定受信用階層と移動受信用階層で平均送信電力を異なる値とすることにより、固定受信用階層と移動受信用階層で異なるサービスエリアを設定することが可能となる。

【0050】また、上記実施形態において、 N_i の取り得る値を A_1 、 A_2 、…、 A_L とし、 A_1 、 A_2 、…、 A_L の中で最大の値を A_{\max} としたとき、 A_1 、 A_2 、…、 A_L を全て A_{\max} の約数とする。すなわち、有効シンボル長 $N_i T$ の取り得る値を $A_1 T$ 、 $A_2 T$ 、…、 $A_L T$ とし、 $A_1 T$ 、 $A_2 T$ 、…、 $A_L T$ の中で最大の値を $A_{\max} T$ としたとき、 $A_1 T$ 、 $A_2 T$ 、…、 $A_L T$ を全て $A_{\max} T$ の約数とする。

【0051】この場合、各データ伝送用シンボルで用いられる搬送波周波数の一部を、全てのデータ伝送用シンボルで共通に用いることが可能となる。したがって、これらの搬送波を用いれば、例えば同期検波用の位相情報や制御情報等を送ることができるようになる。

【0052】また、上記実施形態において、ガードインターバル長を規定する M_i の取り得る値を1個とする。すなわち、データ伝送用シンボルの有効シンボル長 $N_i T$ としては複数の値を使用し、ガードインターバル長 $M_i T$ の値は1種類とする。この場合、例えば各伝送フレーム内の固定受信用階層と移動受信用階層で、マルチパスによるシンボル間干渉に対する特性を同じにすることができる。

【0053】また、OFDM伝送フレーム内の伝送シンボルにおいて、搬送波周波数をある一定の時間毎に予め定められた周波数間隔で変化させる。すなわち、搬送波数の少ない伝送シンボル（移動受信用シンボル）の搬送波を、搬送波数の多い伝送シンボル（固定受信用シンボル）の搬送波周波数間隔もしくはその整数倍の周波数で変化させる。

【0054】この構成によれば、移動受信用シンボルの搬送波を用いて、例えば固定受信用シンボルの同期検出用の位相情報や伝送路等化用の情報を送ることができる。具体的には、RF帯で周波数をシフトする場合と、ベースバンドで周波数をシフトする場合が考えられる。図5に前者の場合の構成例を示し、図6に後者の場合の搬送波周波数の配置例を示す。尚、図5において、それぞれ図1、図2と同一部分には同一符号を付して示す。

【0055】（1）RF帯で周波数をシフトする場合
図5（a）は送信装置側の構成を示している。周波数可変局部発振器24は、図1のフレームパルス発生器20とシンボルパルス発生器21からのフレームパルスとシンボルパルスを用いて、伝送シンボルに応じて発振周波数を切り替える。この切り替えた発振周波数で図1の周波数変換器19を駆動することにより、時系列で周波数がシフトした信号を発生させることができる。

【0056】図5（b）は受信装置側の構成を示している。周波数可変局部発振器44は、図2のフレームパルス発生器38とシンボルパルス発生器39からのフレームパルスとシンボルパルスを用いて、伝送シンボルに応じて発振周波数を切り替える。この切り替えた発振周波数で図2の周波数変換器32を駆動することにより、中間周波数または無線周波数のOFDM信号をベースバンドへダウンコンバートする。

【0057】（2）ベースバンドで周波数をシフトする場合

図6（a）は移動受信用シンボルの搬送波周波数の配置例を示し、図6（b）は固定受信用シンボルの搬送波周波数の配置例（ $m=10$ 、 $n=40$ の場合）を示している。

【0058】まず、移動受信用シンボルにおいては、移動受信用シンボルの搬送波数を m 本、固定受信用シンボルの搬送波数を n 本とした場合、移動用、固定用共に n ポイントの逆離散フーリエ変換器を用いる。

【0059】ここで、逆離散フーリエ変換器の周波数ス

ロット番号を1から n とし、時系列を1、2、3、…として、時系列1ではスロット番号1から (m/n) 本おきに逆離散フーリエ変換器にデータをセットする。次に、時系列2ではスロット番号2から (m/n) 本おきにデータをセットする。以下同様に、最初のスロット番号をシフトしながら、離散フーリエ変換器にデータをセットする。これにより、図6（a）に示すように、時系列で周波数がシフトした信号を発生させることができる。

【0060】一方、固定受信用シンボルの場合は、図6（b）に示すように n ポイント全てにデータをセットし、逆離散フーリエ変換を行えばよい。復調器側も同様に、 n ポイントの離散フーリエ変換器を用いる。この場合、移動受信用シンボルを復調する際に、時系列で周波数がシフトする信号の必要なスロットのみを選択することにより、確実に情報を抽出することができる。

【0061】また、上記実施形態において、図7に示すように、有効シンボル長及びガードインターバル長が比較的短い移動受信用のデータ伝送用シンボルを、1フレーム内である一定の時間間隔で送出する。この場合、移動受信時に発生するフェージングに対し、時間軸インターリーブの効果を持たせることができる。このため、バースト状に発生する誤りを軽減することができ、しかもインターリーブに必要なメモリー量を削減することができる。

【0062】また、上記実施形態において、特定のデータ伝送用シンボルを用いて、OFDM伝送フレーム毎に有効シンボル長、ガードインターバル長、搬送波数、変調方式等の伝送パラメータを変更し、伝送する情報量をフレーム単位で変化させることにより、伝送する情報量が時間で変動するATM通信や、可変長符号を用いる情報源符号化装置に利用できるようになる。その他、本発明は上記の実施形態に限定されず、種々変形可能であることはいうまでもない。

【0063】

【発明の効果】以上のように本発明によれば、受信形態を問わず、いずれも場合も良好に受信可能なOFDM伝送方式を提供し、さらにはその方式を用いる送信装置と受信装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明のOFDM伝送方式を用いた送信装置の一実施形態の構成を示すブロック回路図。

【図2】 本発明のOFDM伝送方式を用いた受信装置の一実施形態の構成を示すブロック回路図。

【図3】 本発明のOFDM伝送方式の伝送フレームの構成例を示す図。

【図4】 本発明の他の実施形態を説明するために、OFDM伝送フレーム内の有効シンボル長と平均送信電力との関係を示す図。

【図5】 本発明の他の実施形態として、搬送波周波数

をある一定の時間毎に予め定められた周波数間隔で変化させるための構成を示すもので、(a)は送信装置側、(b)は受信装置側の構成を示すブロック回路図。

【図6】 本発明の他の実施形態として、搬送波周波数をある一定の時間毎に予め定められた周波数間隔で変化させるために、ベースバンドで周波数をシフトする場合の搬送波周波数の配置例を示すもので、(a)は移動受信用シンボルの場合、(b)は固定受信用シンボルの場合の配置例を示す図。

【図7】 本発明の他の実施形態として、1フレーム内である一定の時間間隔で有効シンボル長及びガードインターバル長が比較的短い移動受信用のデータ伝送用シンボルを送出する様子を示す図。

【図8】 OFDM伝送方式の送信信号波形と伝送シンボルを示す図。

【図9】 OFDM伝送方式の周波数スペクトルを示す図。

【図10】 OFDM伝送方式の伝送フレームの構成例を示す図。

【図11】 従来のOFDM伝送方式を用いた送信装置及び受信装置の概念的構成を示すブロック回路図。

【図12】 1個の放送チャンネルの中に固定受信用周波数ブロックと移動受信用周波数ブロックを設ける場合の周波数スペクトルの例を示す図。

【符号の説明】

111～11L…直列／並列変換器

121～12L…逆離散フーリエ変換器

*

* 131～13L…並列／直列変換器

14…時間サンプル系列切換器

15…データ伝送用シンボル・同期用シンボル切換器

16…同期用シンボル波形メモリ

17…D/A変換器

18…ローパスフィルタ

19…周波数変換器

20…フレームパルス発生器

21…シンボルパルス発生器

22…サンプリングクロック発生器

23…局部発振器

24…周波数可変局部発振器

31…帯域通過フィルタ

32…周波数変換器

33…同期用シンボル波形メモリ

34…同期用シンボル位置検出器

35…発振周波数制御信号発生器

36…局部発振器

37…サンプリングクロック発生器

38…フレームパルス発生器

39…シンボルパルス発生器

40…A/D変換器

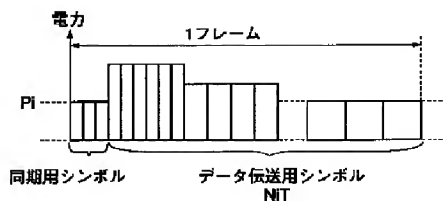
411～41L…直列／並列変換器

421～42L…離散フーリエ変換器

431～43L…復調・並列／直列変換器

44…周波数可変局部発振器

【図4】



【図7】

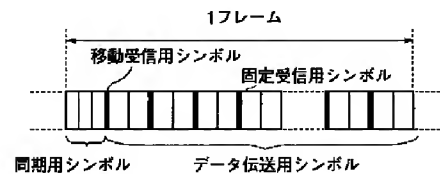


Figure 1 is a block diagram of a digital signal processing system. The system is divided into a parallel processing section and a serial processing section.

Parallel Processing Section:

- Multiple input channels (labeled 111, 121, 131, ..., 11L, 12L, 13L, ..., 11L, 12L, 13L, ...) feed into a series of parallel-to-serial converters (直列/並列変換器).
- The output of these converters goes into deinterleavers (逆離散フーリエ変換器).
- The output of the deinterleavers goes into serial-to-parallel converters (並列/直列変換器).
- The output of the serial-to-parallel converters is fed into a time sample series switcher (時間サンプル系列切替器).

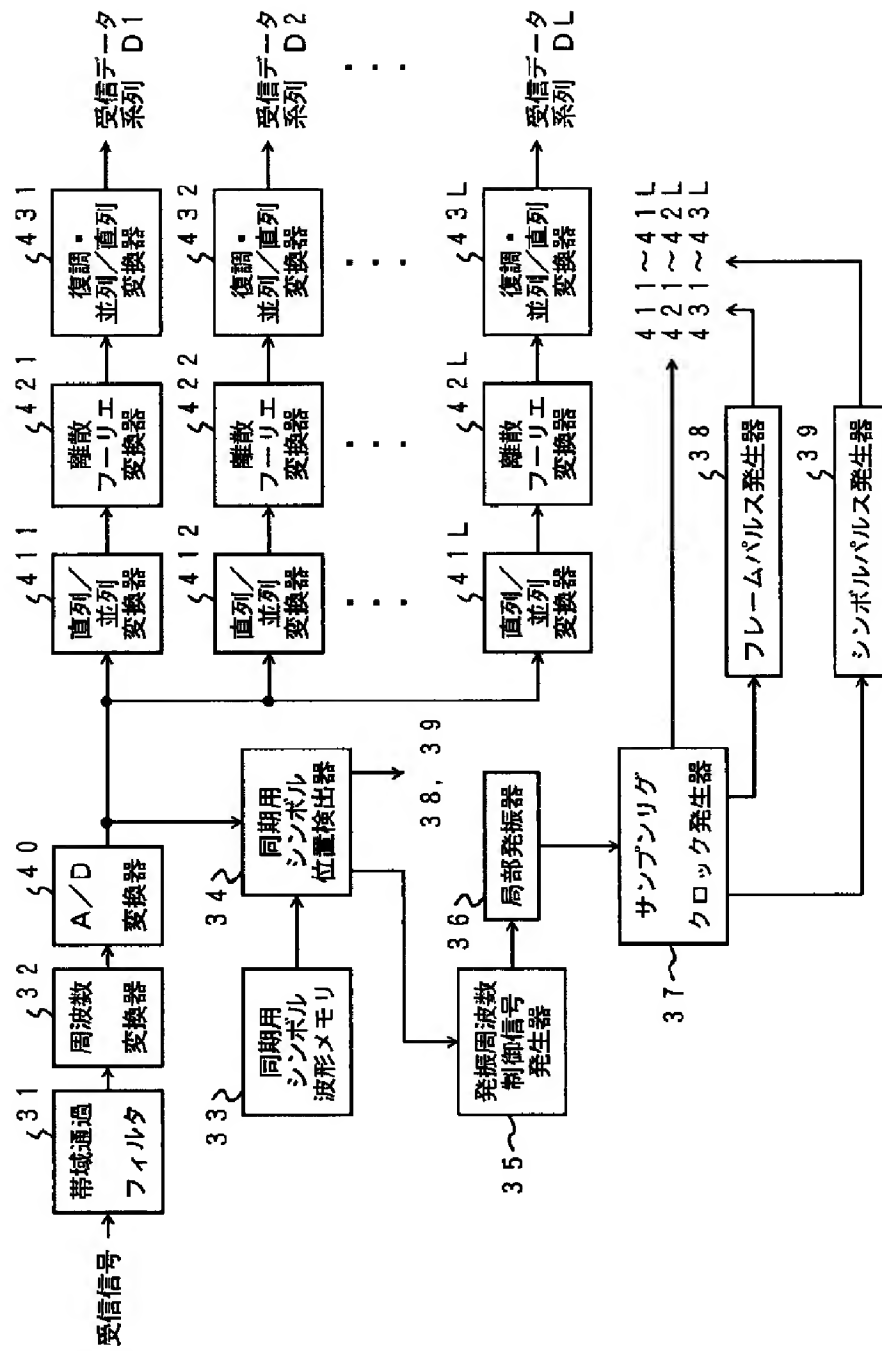
Serial Processing Section:

- The time sample series switcher feeds into a data transfer/switcher (データ伝送用シンボル同期用シンボル切替器).
- The output of the data transfer/switcher goes into a D/A converter (D/A変換器).
- The output of the D/A converter goes into a low-pass filter (ローパスフィルタ).
- The output of the low-pass filter goes into a frequency converter (周波数変換器).
- The output of the frequency converter is the transmitted signal (送信信号).

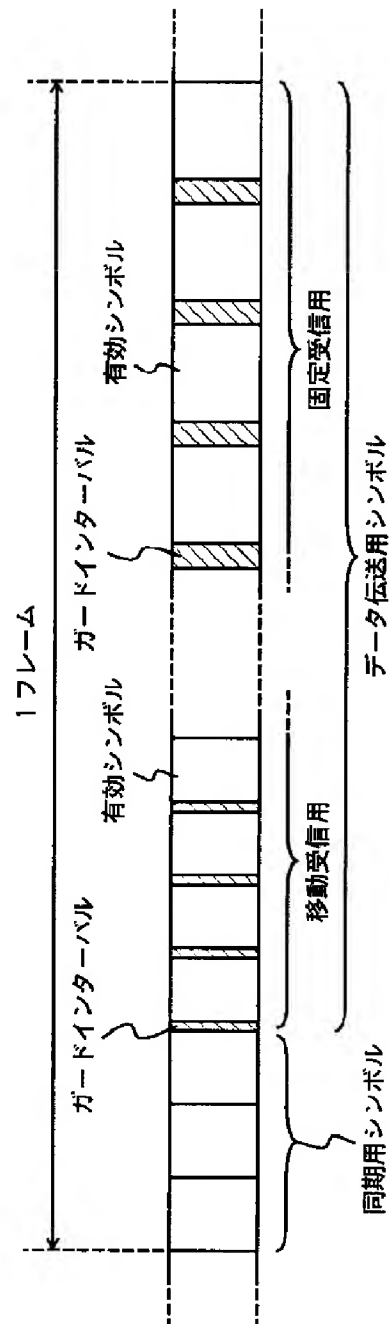
Control and Timing Section:

- A local oscillator (局発振器) provides a sampling clock (サンプリングクロック発生器) and frame/sync pulses (フレームパルス発生器).
- The sampling clock is fed into the time sample series switcher and the D/A converter.
- The frame/sync pulses are fed into the data transfer/switcher and the serial-to-parallel converter.
- A sync pulse generator (シンボルパルス発生器) provides sync pulses (シンボルパルス) to the serial-to-parallel converter.
- A sync pulse generator (シンボルパルス発生器) provides sync pulses (シンボルパルス) to the serial-to-parallel converter.

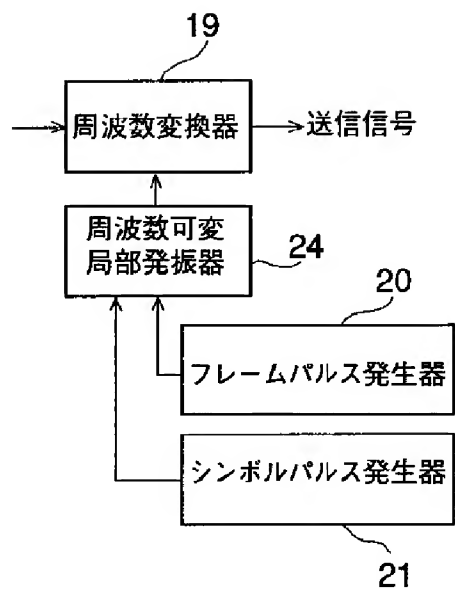
【図 2】



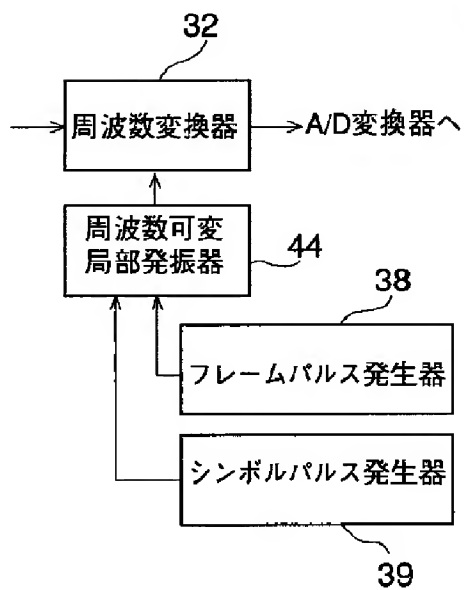
【図3】



【図5】

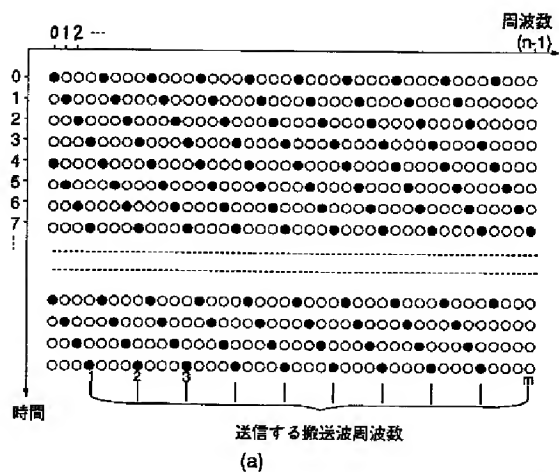


(a)

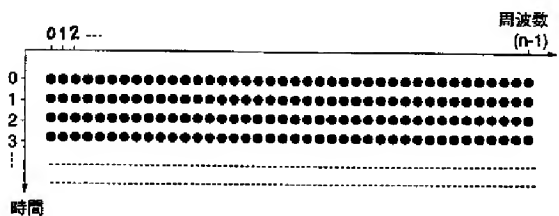


(b)

【図6】

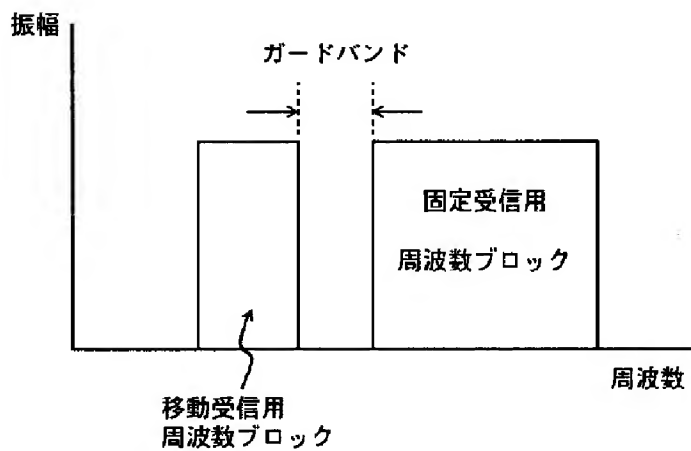


(a)

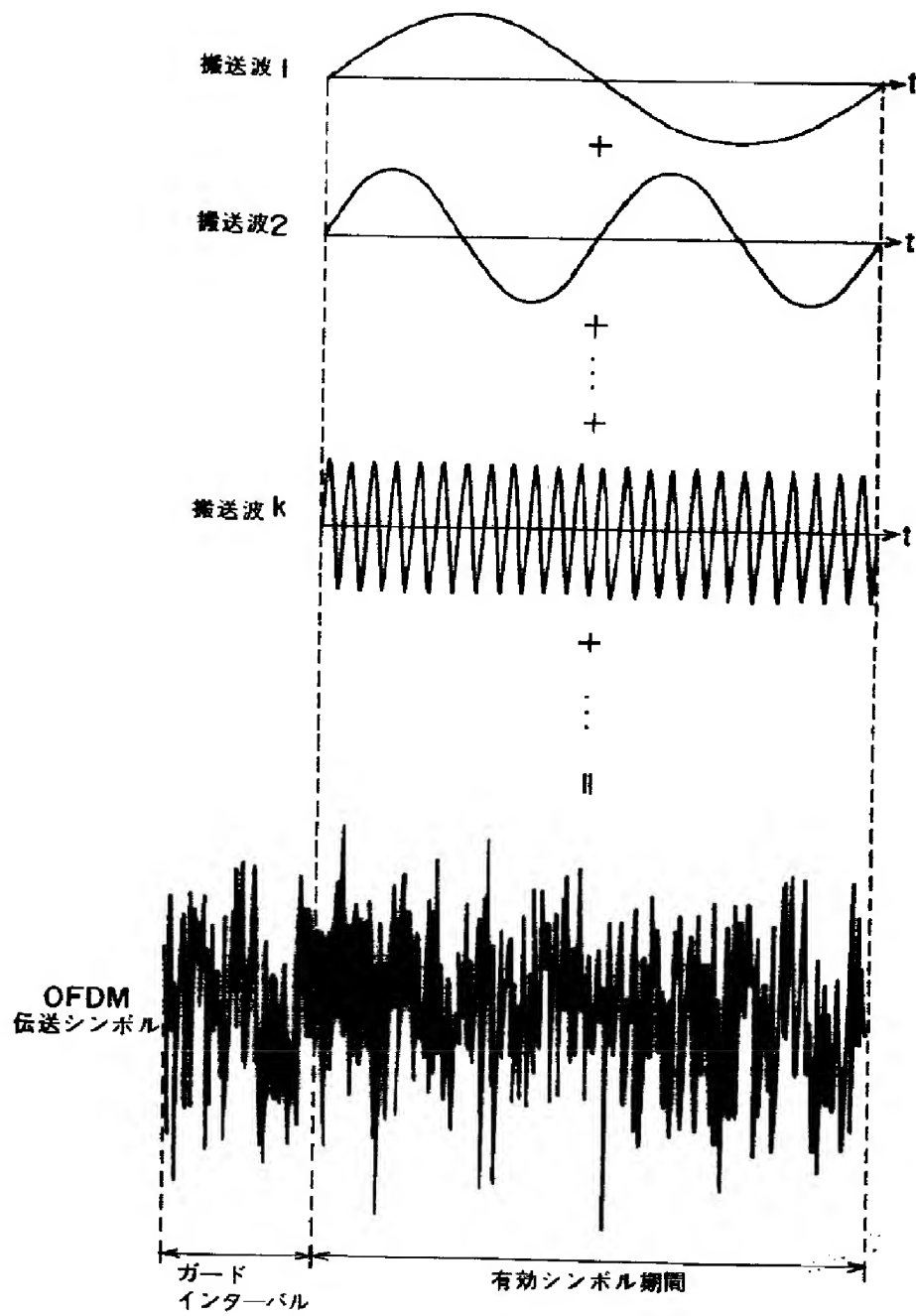


(b)

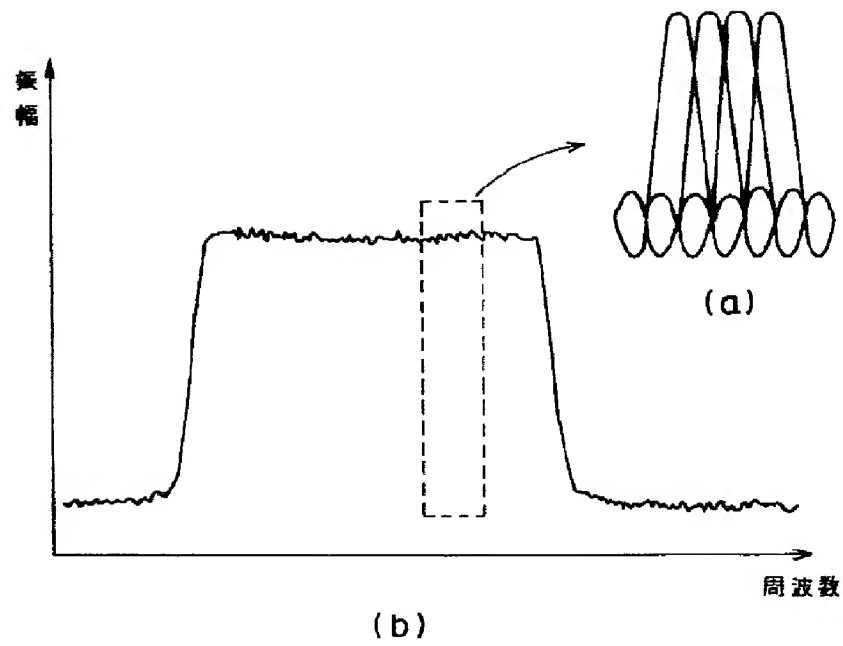
【図12】



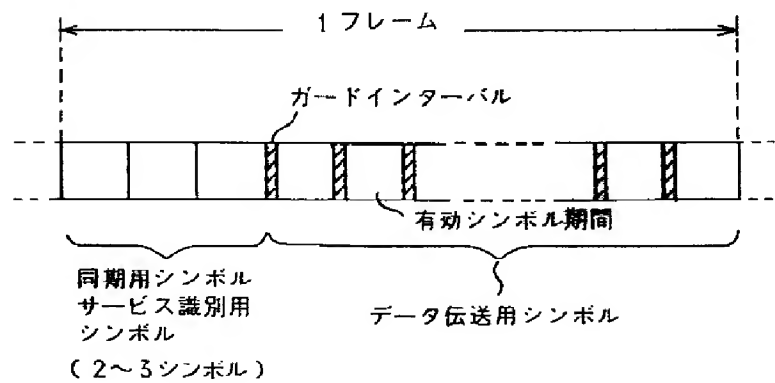
【図8】



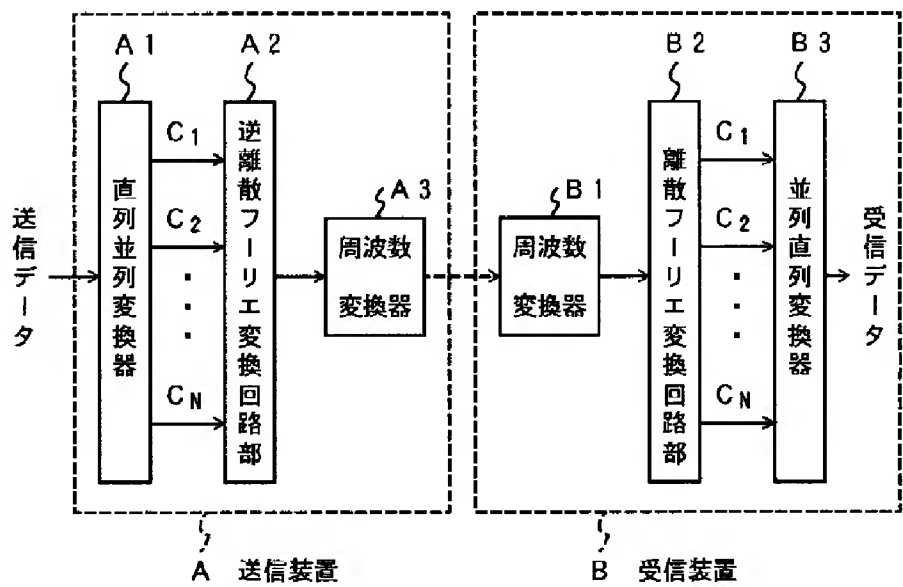
【図9】



【図10】



【図11】



【手続補正書】

【提出日】平成8年6月17日

【手続補正1】

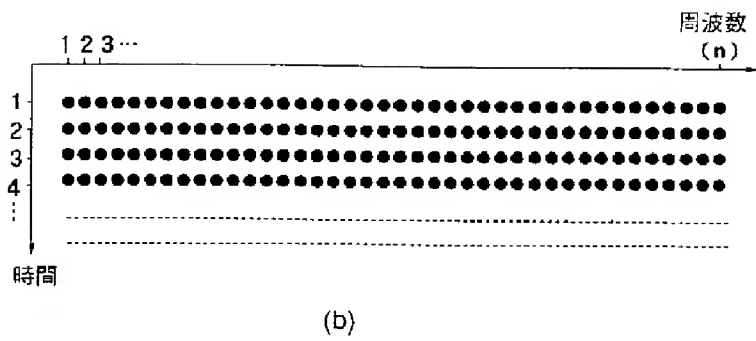
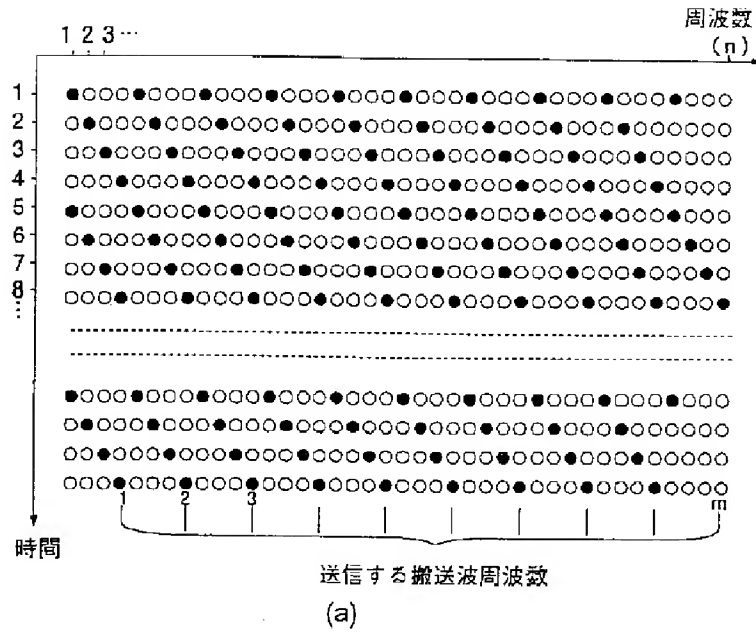
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図6

【補正方法】変更

【補正内容】

【図6】





US005818813A

United States Patent [19]

Saito et al.

[11] **Patent Number:** **5,818,813**[45] **Date of Patent:** **Oct. 6, 1998**

[54] **ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION
MULTIPLEXING TRANSMISSION SYSTEM
AND TRANSMITTER AND RECEIVER
ADAPTED TO THE SAME**

FOREIGN PATENT DOCUMENTS

4501348 3/1992 Japan .

Primary Examiner—Hassan Kizou*Assistant Examiner*—A. Bnimoussa*Attorney, Agent, or Firm*—John P. White; Cooper & Duham
LLP

[75] Inventors: Masafumi Saito, Tokyo; Tetsuomi
Ikeda, Machida, both of Japan

[73] Assignee: Advanced Digital Television
Broadcasting Laboratory, Tokyo,
Japan

[57] **ABSTRACT**

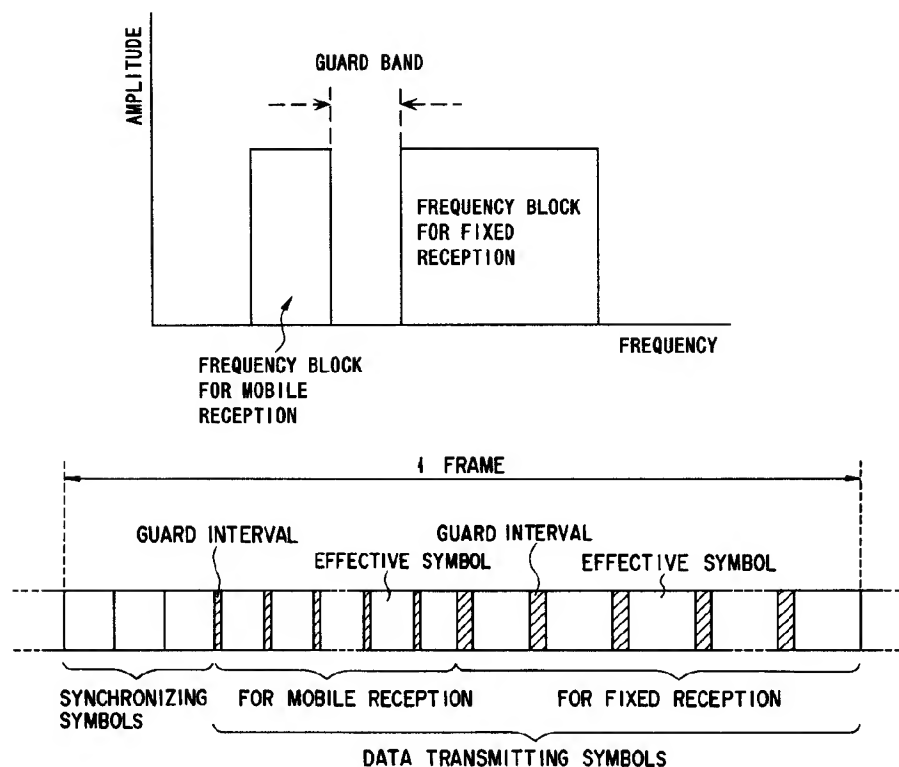
Data sequences correspond to L different parameter sets (effective symbol length, guard interval length, the number of carrier waves) and transformed into parallel data by respective serial/parallel converters, which are allocated to respective carrier waves for OFDM and subjected to inverse discrete Fourier transform by inverse discrete Fourier transformers to produce sampled values for the transmission waveform in the time domain. The sampled values are transformed into serial sequences of sampled values by parallel/serial converters and then into a single temporal sampling sequence by a temporal sampling sequence switching unit. A frame synchronizing symbol is added to the temporal sampling sequence and then transformed into an analog base band OFDM signal before it is converted up to a transmission signal. The frequency bandwidth of the OFDM signal is made smaller than a predetermined value defined by the bandwidth of the available transmission channel. As a result, an OFDM signal that can be received well regardless of the mode of reception can be transmitted.

[21] Appl. No.: **707,077**[22] Filed: **Sep. 3, 1996**[30] **Foreign Application Priority Data**

Sep. 6, 1995 [JP] Japan 7-229107
Mar. 25, 1996 [JP] Japan 8-068768

[51] **Int. Cl.⁶** **H04J 11/00**[52] **U.S. Cl.** **370/208; 370/344; 370/480;**
375/260[58] **Field of Search** 370/203, 206,
370/207, 208, 210, 465, 480, 503; 375/260[56] **References Cited****U.S. PATENT DOCUMENTS**

5,282,222 1/1994 Fatlouche et al. 575/1
5,596,582 1/1997 Sato et al. 370/509
5,608,764 3/1997 Sugita et al. 375/344

10 Claims, 9 Drawing Sheets

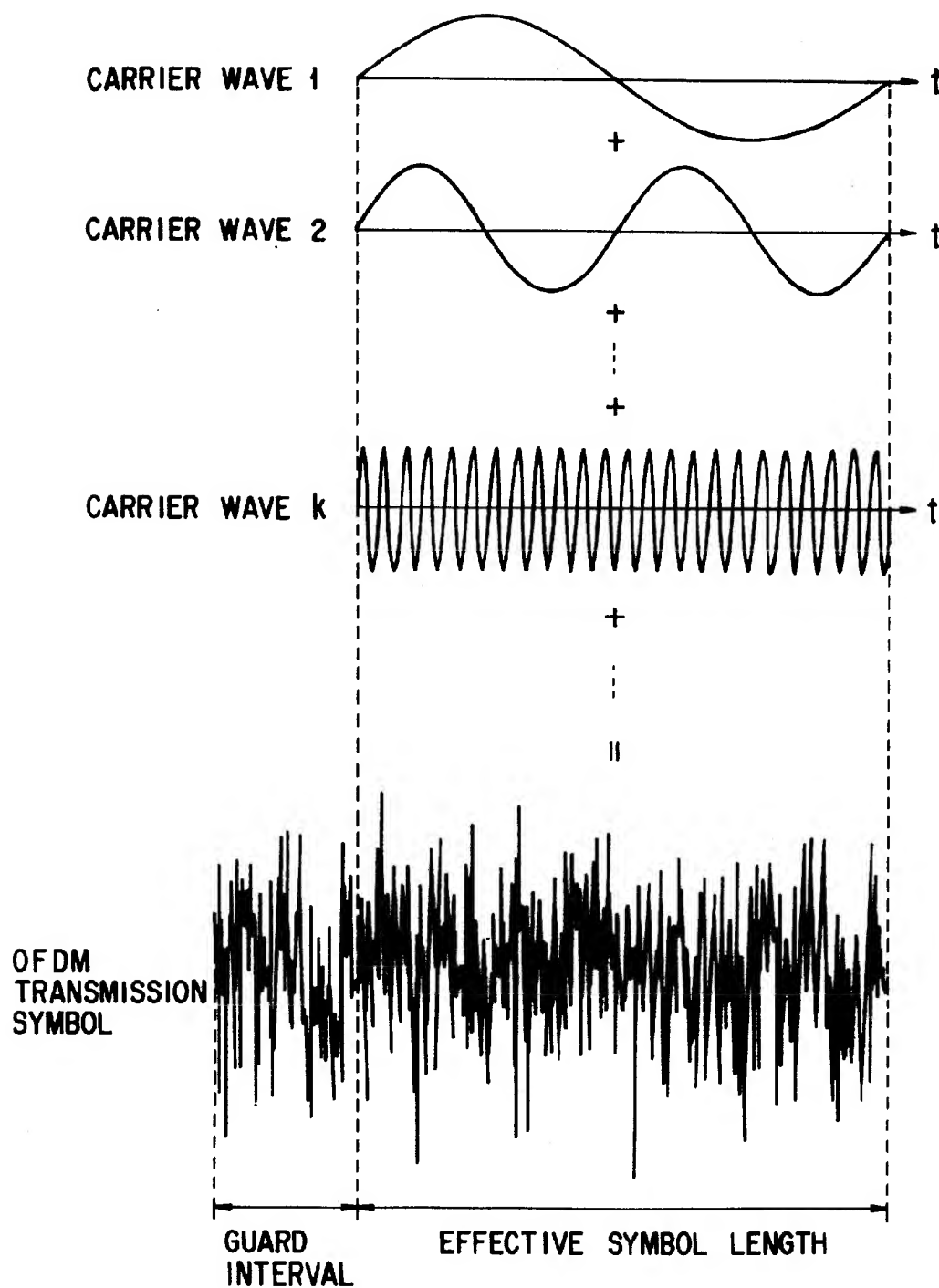


FIG. 1 (PRIOR ART)

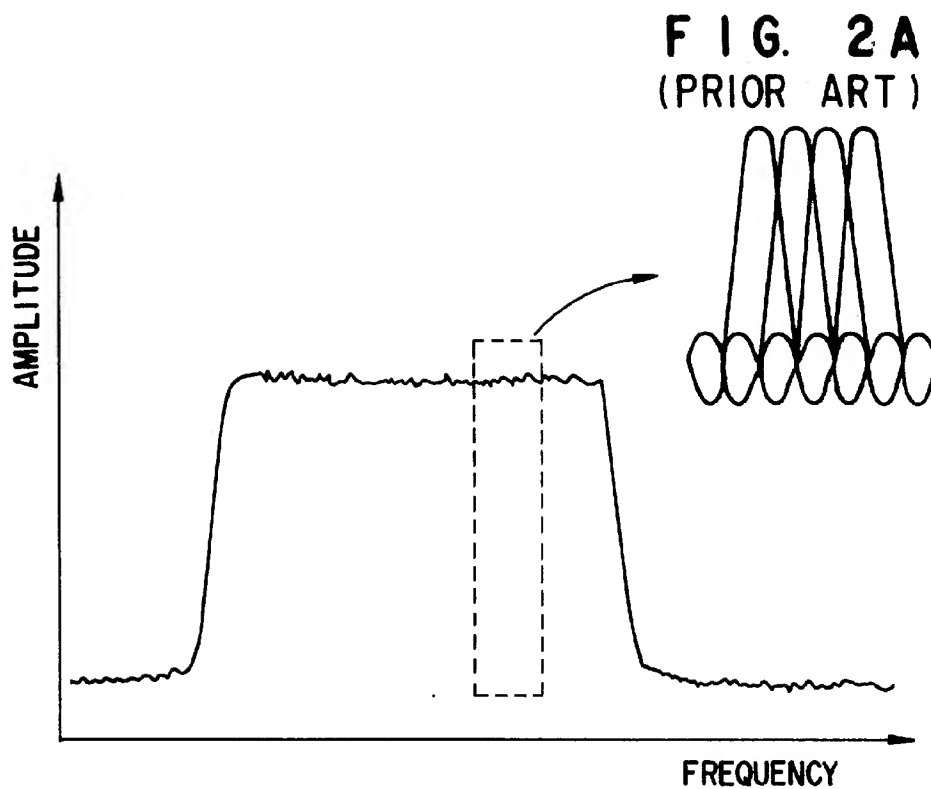


FIG. 2B (PRIOR ART)

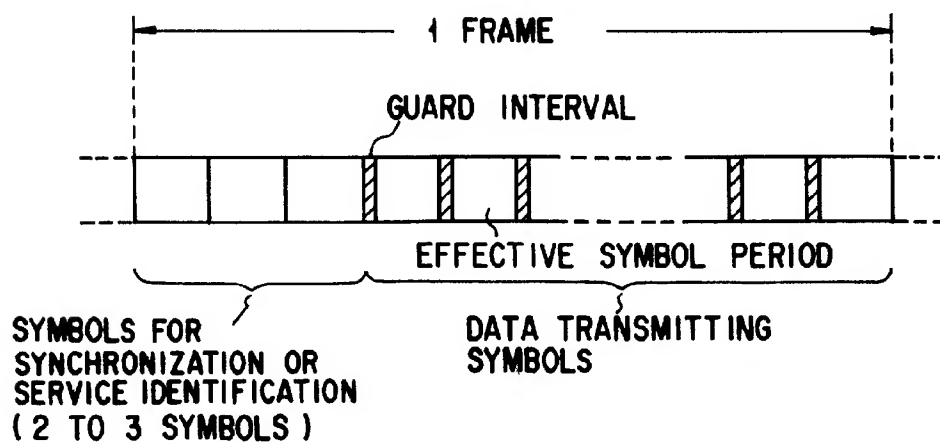


FIG. 3 (PRIOR ART)

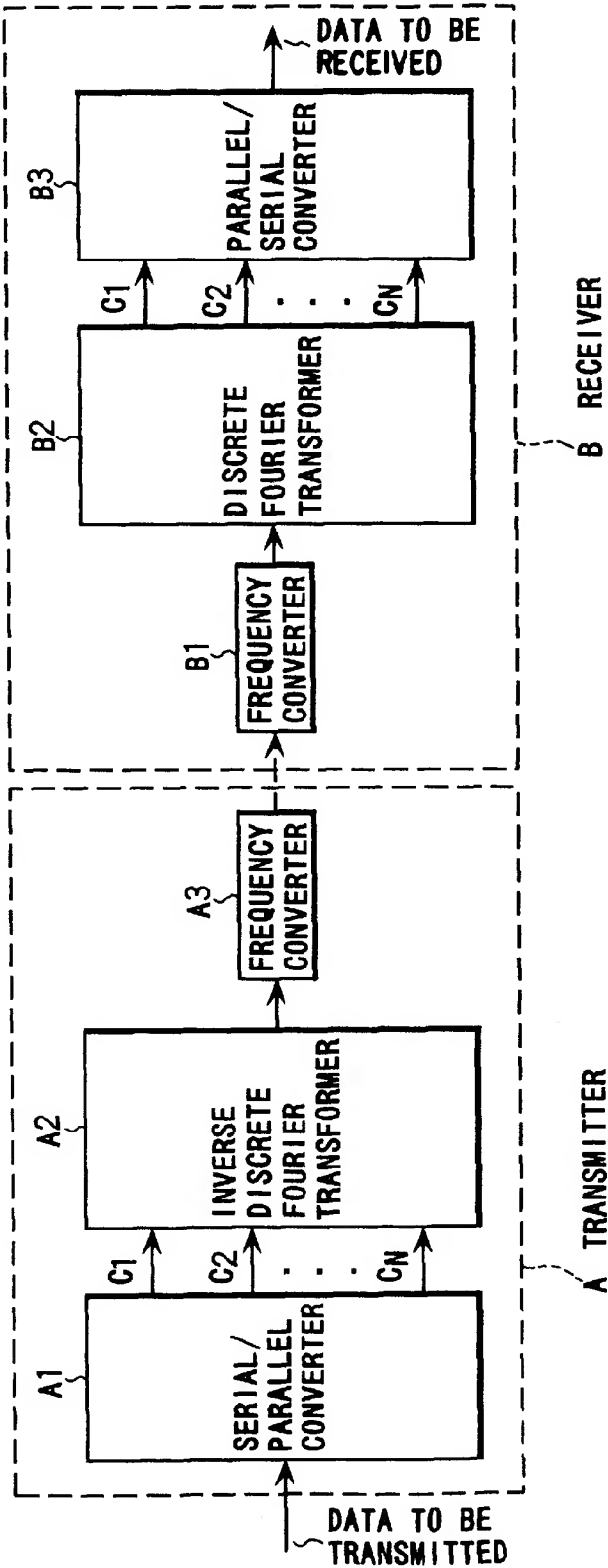


FIG. 4 (PRIOR ART)

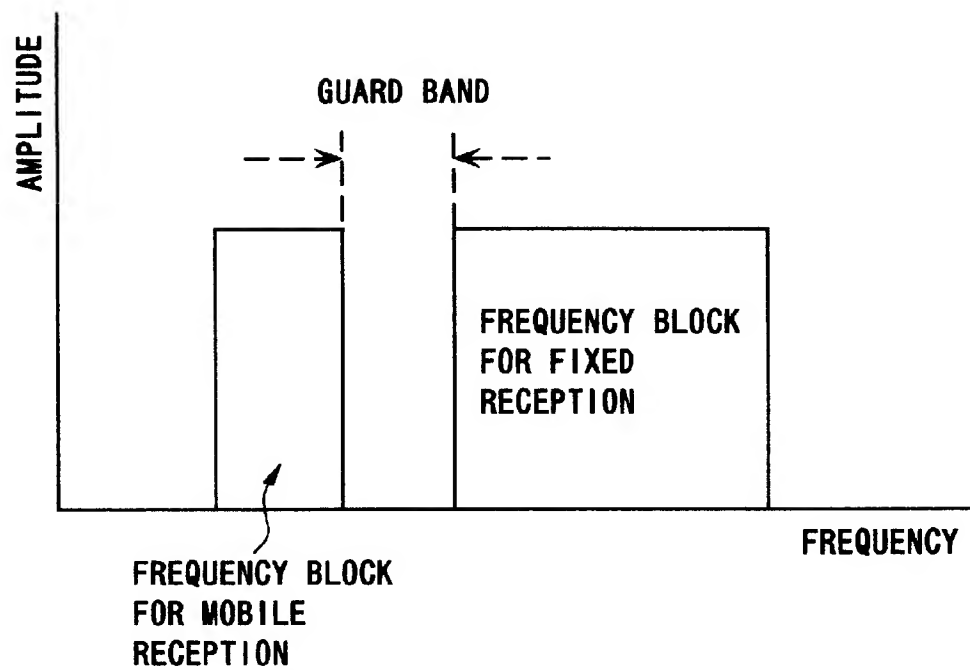


FIG. 5

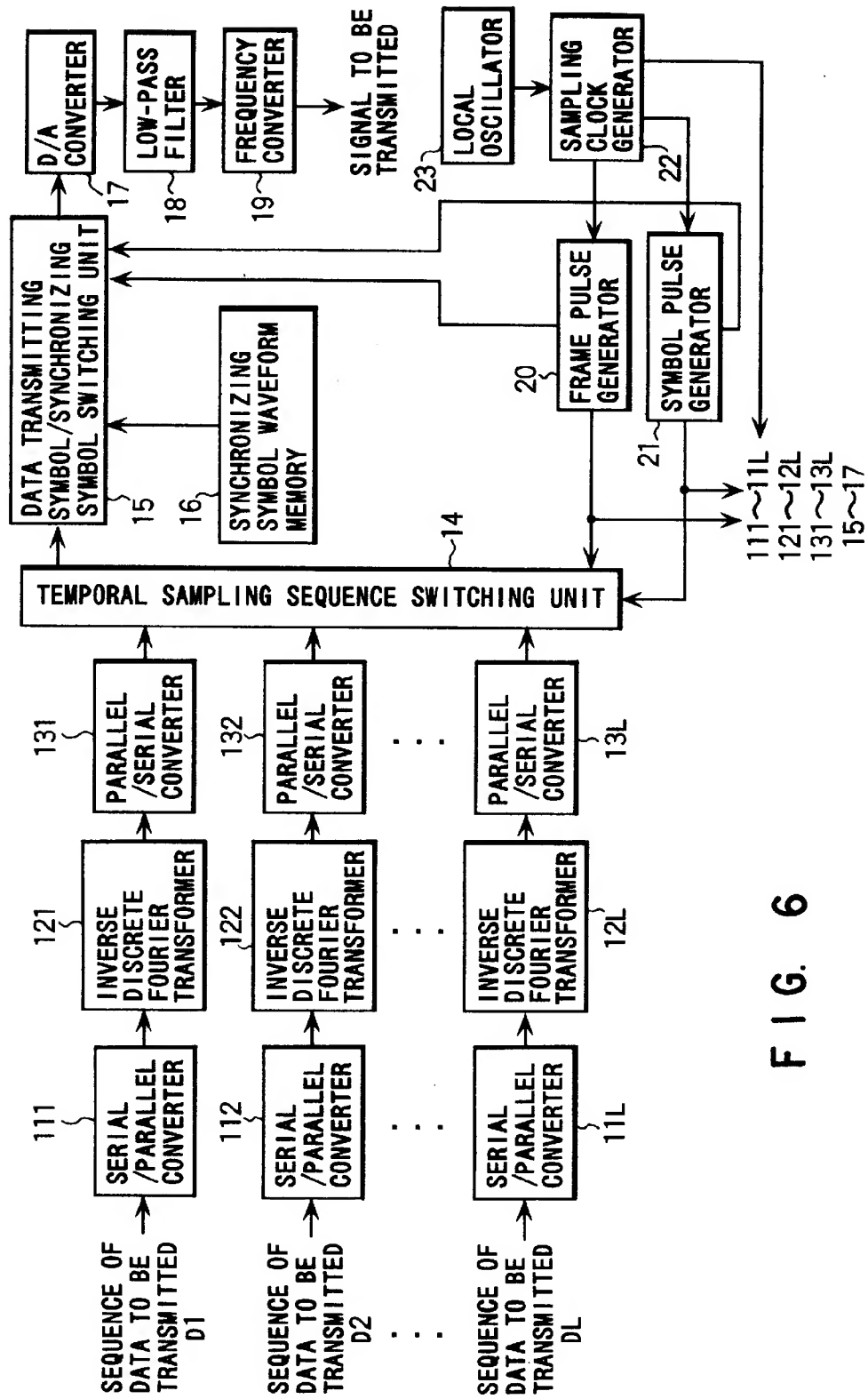


FIG. 6

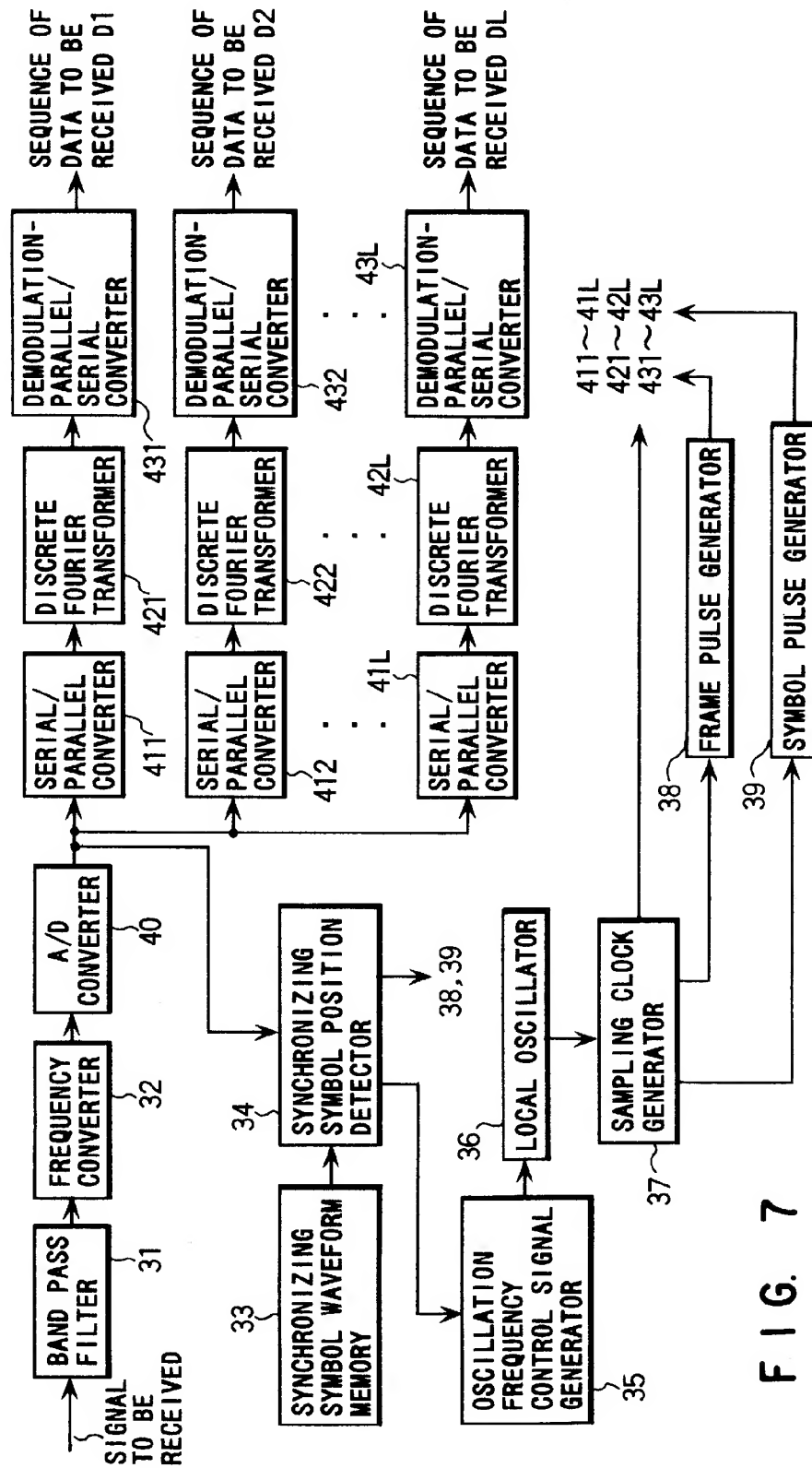


FIG. 7

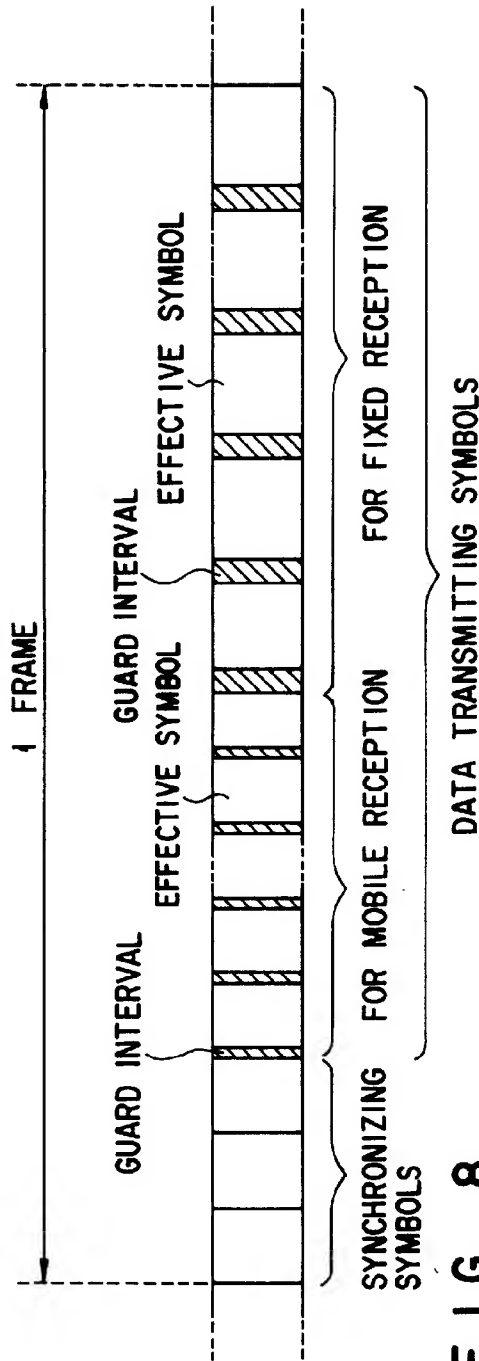


FIG. 8

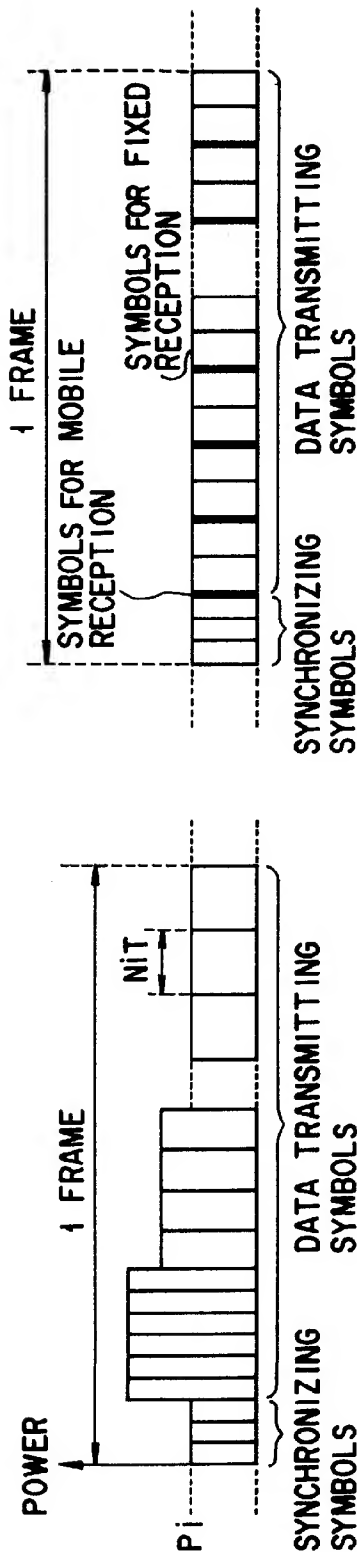


FIG. 9

FIG. 12

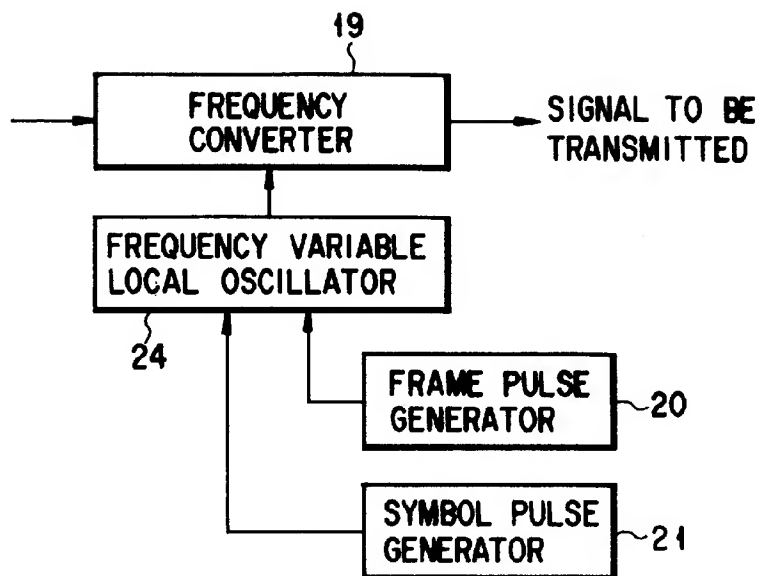


FIG. 10A

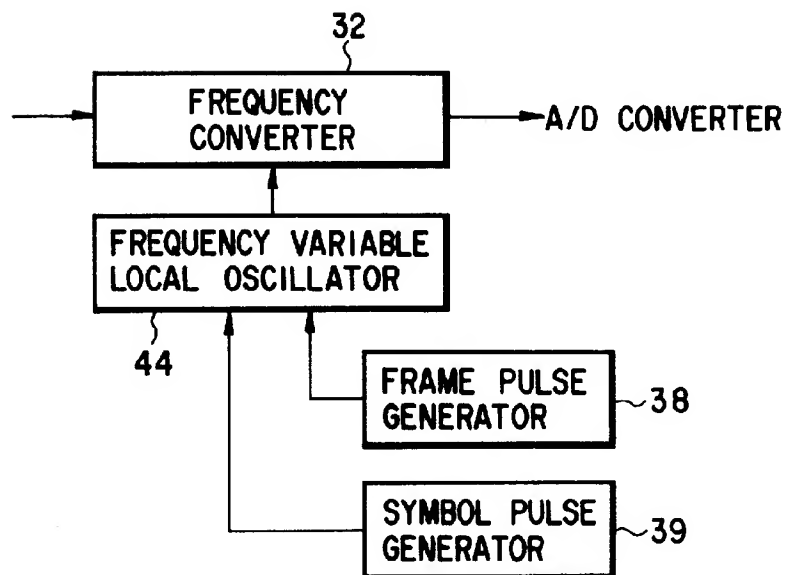


FIG. 10B

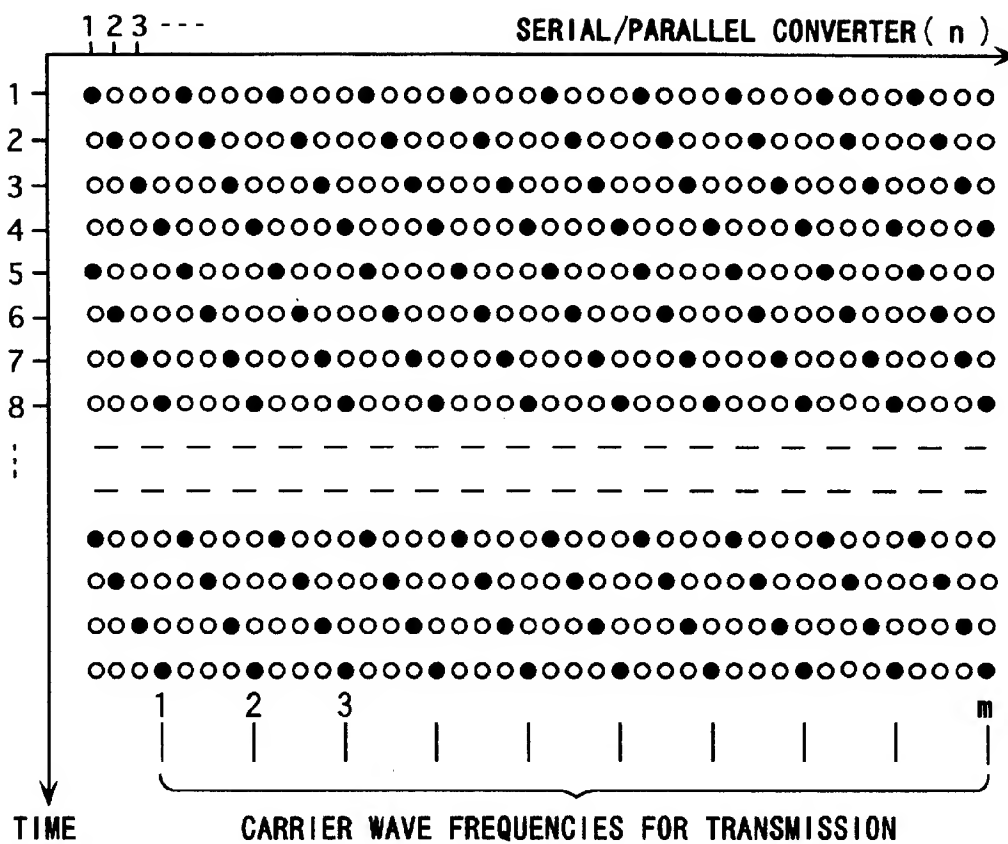


FIG. 11A

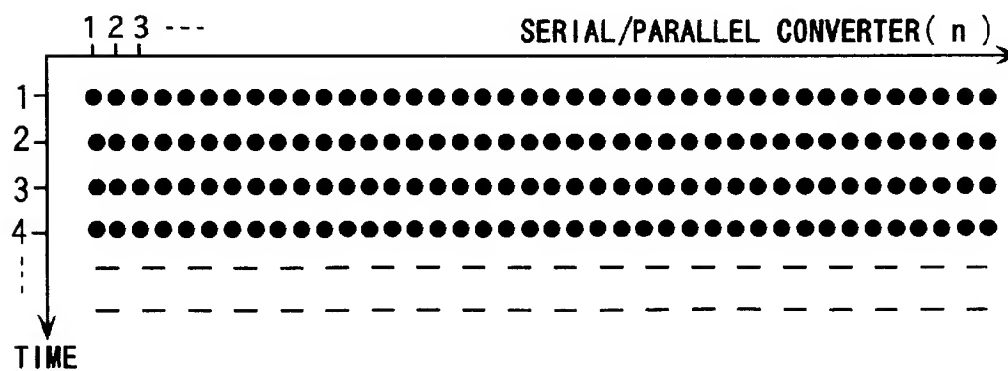


FIG. 11B

ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING TRANSMISSION SYSTEM AND TRANSMITTER AND RECEIVER ADAPTED TO THE SAME

BACKGROUND OF THE INVENTION

1. Field of the Invention

This invention generally relates to a transmission system for digital broadcasting and, more particularly, it relates to a data transmission system using orthogonal frequency division multiplexing (hereinafter referred to as OFDM) and digital modulation/demodulation. The present invention also relates to a transmitter and a receiver adapted to such a system.

2. Description of the Related Art

The demand for digitized television broadcasting using ground waves has been increasing to improve the quality of television service. The OFDM transmission system appears to be particularly promising for ground wave digital signal transmission because it is robust against the multipath effect (or the ghost effect for television).

The OFDM transmission system is a variation of the multiple carrier modulation system, with which a transmission signal is produced by combining a large number (tens to thousands) of digitally modulated waves (carrier waves 1 through k) as typically illustrated in FIG. 1. Each of the carrier waves may be modulated in a mode selected from a number of different possible modes including QPSK, 16QAM and 64QAM.

The data transmission using the OFDM transmission system is realized by using transmission symbols as illustrated in FIG. 1, each of which constitutes a unit. Each transmission symbol comprises an effective symbol period and a guard interval. The effective symbol period is a signal period essential to data transmission. The guard interval is a redundant signal period designed to reduce the multipath effect by cyclically repeating the signal waveform of the effective symbol period.

If the gap between any two adjacent frequencies is made equal to the reciprocal number of the effective symbol period for OFDM transmission, the null point of the frequency spectrum of each digitally modulated wave coincides with the center frequency of the adjacent modulated waves as shown in FIG. 2A so that no cross interference occurs between them. As seen from FIG. 2B, the spectrum of an OFDM signal shows a substantially rectangular profile as a whole. If the effective symbol period is t_s and the number of carrier waves is K , then the frequency gap between any adjacent carrier waves is equal to $1/t_s$ while the transmission bandwidth is equal to K/t_s .

With the OFDM transmission system, a transmission frame is comprised of tens to hundreds of transmission symbols as shown in FIG. 1. FIG. 3 illustrates a typical OFDM transmission frame. The OFDM transmission frame contains frame synchronizing symbols, if necessary, along with data transmitting symbols. If necessary, it may additionally contain service identifying symbols.

FIG. 4 illustrates the concept of a transmitter A and a receiver B adapted to the OFDM transmission system.

The transmitter A divides a binary data to be transmitted into data blocks, each of which has a predetermined number of bits and is converted into a complex number prior to transmission. Serial/parallel converter A1 allocates different complex numbers C_i ($i=1$ to N) to the carrier wave frequencies on a one by one basis and inverse discrete Fourier

transform circuit A2 carries out an operation of inverse discrete Fourier transform to the time domain. As a result, sampled data are produced for a time base waveform so that a base band analog signal having a temporally continuous waveform is obtained from the sampled data and processed for frequency conversion by frequency converter A3 before it is transmitted.

The number of sampled values produced on a time base by inverse discrete Fourier transform is typically 2^n for each effective symbol period (n being a positive integer). Thus, if r_G is defined as $r_G = (\text{guard interval length})/(\text{effective symbol length})$, then $2^n \cdot (1+r_G)$ samples are produced for each transmission symbol. The length of each transmission symbol is usually equal to the time interval of sampling points multiplied by an integer.

On the part of the receiver B, frequency converter B1 processes the received signal for frequency conversion to obtain a base band signal waveform, which is sampled at a sampling rate same as that of the transmitter. Discrete Fourier transform circuit B2 processes the sampled data to carry out an operation of discrete Fourier transform to the frequency domain and obtains by calculation the phase and the amplitude of each of the carrier wave frequency components to determine the value of each of the received data before they are converted into serial data by parallel/serial converter B3 and produced as data output.

While television signals are received either in the fixed mode or in the mobile mode (including the portable reception mode), a good reception is essential regardless of the mode of reception. With any known OFDM system, the effective symbol length, the guard interval length and the number of carrier waves of data transmitting symbols are determined mainly on the basis of either the fixed reception mode or the mobile reception mode. If the effective symbol length, the guard interval length and the number of carrier waves of data transmitting symbols are based mainly on, for example, the fixed reception mode, not the mobile reception mode, the influence of fading will be serious.

SUMMARY OF THE INVENTION

As pointed out above, with any known OFDM transmission system, the effective symbol length, the guard interval length and the number of carrier waves of data transmitting symbols are determined on the basis of the most popular reception mode because they cannot be selected so as to adapt themselves to more than one different modes.

It is, therefore, the object of the present invention to provide an OFDM transmission system that ensures a good signal reception regardless of the selected reception mode and a transmitter and a receiver adapted to such a system.

According to the invention, the above object is achieved by providing an OFDM transmission system for transmitting data by means of OFDM and digital modulation/demodulation, characterized in that, if the time interval of OFDM sampling points is T , the effective symbol length NiT (N_i being a positive integer), the guard interval length MiT (M_i being zero or a positive integer) and the number of carrier waves K_i (K_i being a positive integer) of the i -th data transmission symbol in an OFDM transmission frame can take a plurality of respectively different values that can be arbitrarily selected, provided that K_i/NiT is kept smaller than a constant value W (W being a positive real number) determined by the bandwidth of the transmission channel.

In other words, with the OFDM transmission system according to the invention, two or more than two values are used for the effective symbol length and also for the guard

interval length of a data transmission symbol and the symbol length is made equal to the sampling period, which is a basic unit for OFDM digital signal processing, multiplied by an integer. Additionally, the frequency bandwidth of OFDM transmission signal is made smaller than a constant value determined by the bandwidth of the transmission channel.

As a result, no cross interference appears if a plurality of data transmitting symbols having respective effective symbol lengths and guard interval lengths that are different from each other are multiplexed in a single transmission channel. Thus, the OFDM transmission system according to the invention can meet different conditions for data transmission in a single transmission channel without reducing the efficiency of the use of frequencies and entailing any cross interference among carrier waves.

Additional objects and advantages of the invention will be set forth in the description which follows, and in part will be obvious from the description, or may be learned by practice of the invention. The objects and advantages of the invention may be realized and obtained by means of the instrumentalities and combinations particularly pointed out in the appended claims.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The accompanying drawings, which are incorporated in and constitute a part of the specification, illustrate presently preferred embodiments of the invention and, together with the general description given above and the detailed description of the preferred embodiments given below, serve to explain the principles of the invention.

FIG. 1 is a graph schematically showing signal transmission waveforms and a transmission symbol used for the OFDM transmission system;

FIGS. 2A and 2B are graphs schematically showing the frequency spectrum of the OFDM transmission system;

FIG. 3 is a graph schematically illustrating the configuration of a transmission frame of the OFDM transmission system;

FIG. 4 is a schematic block circuit diagram of a transmitter and a receiver adapted to a known OFDM transmission system;

FIG. 5 is a graph showing the frequency spectrum of an OFDM transmission system having a frequency block for the fixed reception mode and a frequency block for the mobile reception mode in a transmission channel;

FIG. 6 is a schematic block circuit diagram of an embodiment of a transmitter adapted to the OFDM transmission system of the invention;

FIG. 7 is a schematic block circuit diagram of an embodiment of a receiver adapted to the OFDM transmission system of the invention;

FIG. 8 is a graph schematically illustrating the configuration of a transmission frame of the OFDM transmission system according to the invention;

FIG. 9 is a graph schematically illustrating the relationship between the effective symbol length of an OFDM transmission symbol and the average transmission power level that can be used for another embodiment of the invention;

FIGS. 10A and 10B respectively show schematic block diagrams of an embodiment of a transmitter and that of a receiver according to the invention and designed to change the carrier wave frequencies at predetermined periods and a predetermined frequency gap;

FIGS. 11A and 11B show two alternative arrangements of carrier waves for shifting the frequency of each of the carrier

waves within a base band in order to change the frequency at predetermined periods, of which FIG. 11A is designed for symbols for mobile reception whereas FIG. 11B is designed for symbols for fixed reception; and

FIG. 12 is a schematic view of a transmission frame comprising one or more data transmitting symbols for mobile and fixed receivers, where symbols for mobile reception are arranged at predetermined time periods.

DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENTS

The idea underlying the present invention will firstly be described. OFDM transmission symbols adapted to fixed reception and those adapted to mobile reception may be transmitted through a single transmission channel by dividing each OFDM signal into two frequency blocks on a frequency base, which frequency blocks are separated by a guard band in order to prevent interference from taking place among carrier waves, and selecting different values for the symbol length in these frequency blocks, which are respectively used for the fixed and mobile reception modes as shown in FIG. 5.

However, with the above method of dividing an OFDM signal into a plurality of blocks, the carrier waves which belong to different frequency blocks can not have an orthogonal relationship because the effective symbol length and the carrier wave frequency gap are differentiated from a frequency block to another, therefore, a guard band has to be provided between any adjacent frequency blocks at the cost of reducing the efficiency of the use of frequencies and the transmission bit rate of a transmission channel.

According to the invention, data transmitting symbols adapted to fixed reception and those adapted to mobile reception can be transmitted through a single transmission channel without providing one or more than one guard bands to prevent cross interference from occurring among carrier waves and hence without reducing the efficiency of the use of frequencies.

With OFDM transmission systems, an FFT window having the same length as that of the effective symbol period is provided in each data transmitting symbol period and $2n$ sampling points are subjected to an operation of discrete Fourier transform to the frequency domain in the demodulator.

The FFT window is arranged usually at the rear end of each transmission symbol. Note that no ghost can get into the FFT window in the demodulator from the adjacent symbol if the multipath delay time (or the ghost signal delay time for television) is shorter than the guard interval length. Therefore, the degradation due to the multipath phenomenon can be made far less serious than the degradation in a single carrier arrangement. Thus, with OFDM transmission systems, the influence of a ghost having a long delay time can be prevented by selecting a long guard interval to make the system substantially unaffected by the multipath phenomenon.

Now, an OFDM symbol length and a guard interval length adapted to fixed reception and those adapted to mobile reception will be discussed below.

Generally, the influence of multipath is one of the most important technological problems that have to be dealt with to achieve a good fixed reception for the OFDM system. As pointed out above, the use of a long guard interval is a useful technique for the prevention of the influence of ghost signals.

However, since the guard interval adversely affects the transmission capacity (bit rate) of a symbol in a manner as

described above and the use of a long guard interval reduces the bit rate of a symbol having a given length, the effective symbol length has to be made proportional to the guard interval length and, therefore, a symbol having a long length has to be used to maintain a desired level of bit rate.

For the mobile reception mode, on the other hand, the characteristics of the transmission channel can change with time due to the fading phenomenon and, therefore, the use of a long OFDM symbol can result in an unnegligible change in the characteristics of the transmission channel within the time required for the transmission of a single symbol and hence a large bit error rate appears if the OFDM symbol length is too long. In other words, a long guard interval and hence a long symbol length operate disadvantageously for the fading phenomenon that can be observed in mobile reception. It may be safe to say that the portable reception mode is a combination of the fixed and mobile reception modes.

As discussed above, for the OFDM transmission system, the optimal values of the guard interval length, the effective symbol length and other transmission parameters may vary depending on the mode of reception. Therefore, a single set of values probably cannot optimize the reception in both the fixed and mobile reception modes. Thus, the OFDM transmission system according to the invention will be particularly useful when transmitting data through a single transmission channel for both the fixed and mobile reception modes, while using long symbols in the fixed reception mode.

Now, an embodiment of a transmitter and that of a receiver adapted to the OFDM transmission system according to the invention will be described in detail by referring to FIGS. 6 and 7.

FIG. 6 is a schematic block circuit diagram of an embodiment of a transmitter adapted to the OFDM transmission system of the invention. The transmitter comprises serial/parallel converters 111 through 11L, inverse discrete Fourier transformers 121 through 12L, parallel/serial converters 131 through 13L, a temporal sampling sequence switching unit 14, a data transmitting symbol/synchronizing symbol switching unit 15, a synchronizing symbol waveform memory 16, a D/A converter 17, a low-pass filter 18, a frequency converter 19, a frame pulse generator 20, a symbol pulse generator 21, a sampling clock generator 22 and a local oscillator 23.

A total of L sequential data D1 through DL to be transmitted are applied respectively to the L serial/parallel converters 111 through 11L. A set of L parameters (effective symbol length, guard interval length, number of carrier waves) are provided to correspond to the L sequential data D1 through DL to be transmitted.

Said serial/parallel converters 111 through 11L convert respective serial data into parallel data, which are allocated respectively to the carrier waves of the OFDM transmission system. The inverse discrete Fourier transformers 121 through 12L determines the phases and the amplitudes of the respective carrier waves on the basis of the data allocated for transmission. The phase and the amplitude of each of the carrier waves are treated as a complex number in the frequency domain and subjected to an operation of inverse discrete Fourier transform and the sampled values of the transmission waveform obtained in the time domain are produced as outputs. Then, the parallel/serial converters 131 through 13L convert the temporally sampled values produced in parallel into a sequence of serially sampled values for each symbol.

On the other hand, the sampling clock generator 22 generates a sampling clock on the basis of the original oscillation frequency signal produced by the local oscillator 23. The frame pulse generator 20 and the symbol pulse generator 21 respectively generate a frame pulse and a symbol pulse from the sampling clock. The sampling clock, the frame pulse and the symbol pulse are fed to the components of the transmitter for timing purposes.

The temporal sampling sequence switching unit 14 selectively switches the L sequences of temporal samples to transform them into a single sequence of temporal samples by using the frame pulse and the symbol pulse. The synchronizing symbol waveform memory 16 produces the sampled values of the frame synchronizing symbol waveform. The data transmitting symbol/synchronizing symbol switching unit 15 switches the sequence of temporally sampled values of the data transmitting symbol produced by the temporal sampling sequence switching unit 14 and the sequence of sampled values of the waveform of the frame synchronizing symbol produced by the synchronizing symbol waveform memory 16 to transform them into a sequence of temporally sampled values of the base band OFDM signal.

The D/A converter 17 converts the sequence of temporally sampled values into an analog signal and the low-pass filter 18 eliminates the high frequency components of the analog signal to produce an analog base band OFDM signal. The frequency converter 19 converts the frequency of the base band OFDM signal up to an intermediate frequency or a radio frequency and produces a signal to be transmitted.

FIG. 7 is a schematic block circuit diagram of an embodiment of a receiver adapted to the OFDM transmission system of the invention. It comprises a band-pass filter 31, a frequency converter 32, a synchronizing symbol waveform memory 33, a synchronizing symbol position detector 34, an oscillation frequency control signal generator 35, a local oscillator 36, a sampling clock generator 37, a frame pulse generator 38, a symbol pulse generator 39, an A/D converter 40, serial/parallel converters 411 through 41L, discrete Fourier transformers 421 through 42L and demodulation-parallel/serial converters 431 through 43L.

In the receiver having the configuration described above, the band-pass filter 31 eliminates the out-of-band components and the frequency converter 32 converts the intermediate frequency or the radio frequency of the OFDM signal down to a base band. The A/D converter 40 transforms the base band OFDM signal into a sequence of sampled digital values, which are respectively fed to the serial/parallel converter 411 through 41L and also to the synchronizing symbol position detector 34.

The synchronizing symbol position detector 34 detects the position of the front end of the frame by calculating the correlated values of the sequence of sampled values of the base band OFDM signal and the sequence of sampled values of the synchronizing symbol waveform stored in the synchronizing symbol waveform memory 33. It also determines the position for switching the transmitting symbols and the position of the FFT window.

The oscillation frequency control signal generator 35 generates a signal for controlling the oscillation frequency of the local oscillator 36 on the basis of the frame period detected by the synchronizing symbol position detector 34. A method of controlling the local oscillation frequency by means of a frame period is described in Japanese Patent Application No. 6-138386 "Clock frequency automatic control method and transmitter and receiver using the same".

The sampling clock generator 37 generates a sampling clock on the basis of the original oscillation frequency signal produced by the local oscillator 36. The frame pulse generator 38 and the symbol pulse generator 39 respectively generate a frame pulse and a symbol pulse on the basis of the data on the position of the front end of the frame produced by the synchronizing symbol position detector 34 and the sampling clock. The sampling clock, the frame pulse and the symbol pulse are respectively fed to the related components of the receiver and used to generate various timing signals.

The serial/parallel converter 411 through 41L transform the sequence of sampled base band values into parallel data, which are fed then to the discrete Fourier transformers 421 through 42L. The discrete Fourier transformers 421 through 42L transform the sampled values in the time domain into spectra for the respective carrier wave frequencies. The demodulation-parallel/serial converters 431 through 43L estimate the phases and the amplitudes of the carrier waves from the respective frequency component, determines the values of the received data on the basis of the phases and the amplitudes and transform them into sequences of serial received data D1 through DL, which are then produced by the converters as respective outputs. The L sequences of received data D1 through DL corresponds to the L parameter sets.

In the transmission system having the configuration described above, the inverse discrete Fourier transformer 12i (i being an integer between 1 and L) and the discrete Fourier transformer 42i (i being an integer between 1 and L) arbitrarily select N_i , M_i and K_i provided that K_i/N_iT is kept smaller than a constant value W (W being a positive real number) determined by the bandwidth of the transmission channel, where T is the time interval of sampling clocks, N_iT is the effective symbol length (N_i being a positive integer), M_iT is the guard interval length (M_i being zero or a positive integer) and K_i is the number of carrier waves (K_i being a positive integer).

The temporal sampling sequence switching unit 14 switches the data transmitting symbols in such an order that the data transmitting symbols having an identical effective symbol length and a guard interval length are continuously arranged on the time base and the number of switching points where two adjacent data transmitting symbols having at least mutually different effective symbol lengths or mutually different guard interval lengths are located is minimized.

While there may be a number of different orders according to which symbols corresponding to data sequences D1 through DL are transmitted, data transmitting symbols corresponding to a sequence of data (a set of parameters) are to be most basically transmitted in an continuous order on the time base. Then, the number of switching points where two adjacent data transmitting symbols having respective sets of parameters that are different from each other are located is minimized. FIG. 8 shows a typical arrangement of data transmitting symbols that meets the above requirements.

Assuming $L=2$ and that sequence D1 of transmission data is for the fixed reception mode and sequence D2 of transmission data is for the mobile reception mode, a good data reception can be realized in either mode by selecting respective sets of parameters for fixed reception and mobile reception for the inverse discrete Fourier transformers 121 and 122.

Thus, with the OFDM transmission system according to the invention, any cross interference can be prevented from appearing between two adjacent carrier waves without using a guard band so that various different requirements of

transmission can be met within a single transmission channel without reducing the efficiency of the use of frequencies. Specifically, OFDM data transmitting symbols good for fixed reception and those adapted to mobile reception can be transmitted through a single transmission channel without reducing the efficiency of the use of frequencies.

While L inverse discrete Fourier transformers 121 through 12L are used for L different parameter sets in the arrangement of FIG. 6, a single inverse discrete Fourier transformer may cover L different symbol lengths if it is adapted to the use of a plurality of FFT points.

While the technique of modulation to be used for the OFDM carrier waves may be selected depending on the phase and the amplitude assigned to each carrier wave in the form of a complex number in the frequency domain, different techniques of modulation may be respectively used for sequences D1 through DL of transmission data, typically including techniques such as DQPSK, 16QAM and 64QAM.

Similarly, while L discrete Fourier transformers 421 through 42L are used for L different parameter sets in the arrangement of FIG. 7, a single discrete Fourier transformer may cover L different symbol lengths if it is adapted to the use of a plurality of FFT points.

Of the L data sequences D1 through DL, the sequence D1, for example, and the corresponding transmission symbols may be used to transmit data on the effective symbol lengths, the guard interval lengths, the number of carrier waves and the modulation techniques selected for the carrier waves for the remaining data sequences D2 through DL from the transmitter to the receiver.

Generally speaking, if the effective symbol length N_aT (N_a being a positive integer), the guard interval length M_aT (M_a being zero or a positive integer) and the number of carrier waves K_a (K_a being a positive integer) of a specific data transmitting symbol in an OFDM transmission frame are known by the receiver along with the modulation techniques selected for the carrier waves of the specific symbol, the parameter sets for the data transmitting symbols can be modified by transmitting at least part of the data on the effective symbol lengths, the guard interval lengths, the number of carrier waves and the modulation techniques selected for the respective carrier waves of all the data transmitting symbols other than said specific data transmitting symbol in the frame from the transmitter to the receiver by means of said specific symbol.

If the average transmission power required for the i-th data transmitting symbol can be P_i in the OFDM frame of the above embodiment, P_i can be determined as a function of N_i that defines the effective symbol length in the frame so that P_i and N_i provide a one-to-one correspondence. If, additionally, there are L different possible values of N_i , there will also be L different possible values of P_i so that the average transmission power P_i may vary depending on the effective symbol length N_iT of each data transmitting symbol.

With such an arrangement, different service areas may be provided for fixed reception and for mobile reception by selecting different values of the average transmission powers for fixed reception and for mobile reception.

If, in the above embodiment, the value of N_i is selected from A_1, A_2, \dots, A_L and A_{\max} is the largest value of A_1, A_2, \dots, A_L , all the numbers A_1, A_2, A_L may be so selected as to be divisors of A_{\max} that can exactly divide the latter. In other words, if the effective symbol length N_iT is selected from A_1T, A_2T, \dots, A_LT and $A_{\max}T$ is the largest value

of A1T, A2T, . . . , ALT, they are divisors of $A_{max}T$ that can exactly divide the latter.

Then, all the data transmitting symbols can commonly share part of the carrier waves. Therefore, data on carrier phase necessary for coherent demodulation or control data can be transmitted by means of such commonly shared carrier waves.

On the other hand, if M_i that defines the guard interval length can take only a single value, that is, if there are a plurality of values that the effective symbol length NiT can take and the guard interval length MiT can take only a single value, then the layer for fixed reception and that for mobile reception in each transmission frame will perform exactly in a same manner against inter-symbol interference due to multipath.

Finally, the frequencies of the carrier waves for the data transmitting symbols in an OFDM transmission frame may be shifted with a predetermined period and a predetermined frequency interval. More specifically, the frequencies of the carrier waves of data transmission symbols having a relatively few number of carrier waves (or symbols for mobile reception) may be shifted by the frequency interval of the carrier waves of other data transmission symbols having a relatively large number of carrier waves (or symbols for fixed reception) multiplied by an integer.

With such an arrangement, data on carrier phase necessary for coherent demodulation of symbols for fixed reception or data for equalization can be transmitted by means of the carrier waves of symbols for mobile reception.

More specifically, the frequencies may be shifted in a radio frequency band or in a base band. FIGS. 10A and 10B are circuit configurations adapted to the former, whereas FIGS. 11A and 11B illustrates possible arrangements of carrier waves adapted to the latter. The components common to those of FIGS. 6 and 7 are respectively denoted by the same reference symbols.

(1) Frequency Shift in a Radio Frequency Band

FIG. 10A shows a circuit configuration of a transmitter designed for a frequency shift in a radio frequency band. Variable frequency local oscillator 24 shifts the oscillation frequency according to the transmission symbol by means of the frame pulse and the symbol pulse fed respectively from the frame pulse generator 20 and the symbol pulse generator 21 shown in FIG. 6. The frequency converter 19 shown in FIG. 6 can be driven by the shifted oscillation frequency to generate, for each data transmitting symbol, signals having frequencies shifted.

FIG. 10B shows a circuit configuration of a receiver designed for a frequency shift in a radio frequency band. Variable frequency local oscillator 44 shifts the oscillation frequency according to the transmission symbol by means of the frame pulse and the symbol pulse fed respectively from the frame pulse generator 38 and the symbol pulse generator 39 shown in FIG. 7. The frequency converter 32 shown in FIG. 7 can be driven to convert the OFDM signal having an intermediate or radio frequency down to a base band.

(2) Frequency Shift in a Base Band

FIG. 11A shows an arrangement of carrier wave frequencies of symbols for mobile reception. FIG. 11B shows an arrangement of carrier wave frequencies of symbols for fixed reception. In the example shown in FIGS. 11A and 11B, $m=10$ and $n=40$, where m is the number of carrier wave frequencies provided for the mobile-reception symbols, and

n is the number of carrier wave frequencies provided for the fixed-reception symbols.

Numerals 1 to n are assigned to the carrier-wave frequencies at the input of the inverse discrete Fourier transformer provided in the transmitter. The numerals will be referred to as "frequency slot numbers." Further, numerals 1, 2, 3, . . . are assigned to the symbols for data transmission. In the symbol 1 for mobile reception, data is set to the inverse discrete Fourier transformer, in every (n/m) th slot, starting with the slot 1; in the symbol 2, data is set in every (n/m) th slot, starting with the slot 2, and so forth. The inverse discrete Fourier transformer which has n points converts the data to the time domain. A signal having frequencies shifted along the time axis as shown in FIG. 11A is thereby generated.

In the symbols for fixed reception, data are set at all n points of the inverse discrete Fourier transformer, as is illustrated in FIG. 11B. The transformer performs inverse discrete Fourier transform on the data.

On the demodulation side, too, a discrete Fourier transformer having n points is used. After the discrete Fourier transform has been performed, a symbol for mobile reception is demodulated by selecting only the frequency slots which are used in the symbol.

In the embodiment described above, one or more data transmitting symbols for mobile reception which have relatively short effective length and guard interval length may be transmitted at regular time intervals within a frame, as is illustrated in FIG. 12. The embodiment can thereby realize a time interleaving effect against fading in mobile reception. This reduces burst errors and also the memory capacity required for interleaving, than in the case where symbols for mobile reception are transmitted continuously.

The above embodiment may be used for ATM telecommunications where the amount of data to be transmitted can vary as a function of time and also for transmission of data encoded in the form of variable length codes, by modifying the transmission parameters including the effective symbol length, the guard interval length, the number of carrier waves and the modulation techniques for each carrier wave by means of a specific data transmitting symbol to modify the amount of data to be transmitted on a frame basis.

The present invention is not limited to the above embodiment, which may be subjected to various changes and modifications.

Thus, the invention provides an OFDM transmission system that ensures a good reception regardless of the mode of reception and a transmitter and a receiver adapted to such a system.

Additional advantages and modifications will readily occur to those skilled in the art. Therefore, the invention in its broader aspects is not limited to the specific details, and representative devices shown and described herein. Accordingly, various modifications may be made without departing from the spirit or scope of the general inventive concept as defined by the appended claims and their equivalents.

What is claimed is:

1. An orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transmission system comprising:
 - means for transmitting data in OFDM transmission frames defined by T , positive integers N_i and K_i , and zero or positive integer M_i , wherein T is a time interval of OFDM sampling points, NiT is an effective symbol length, MiT is a guard interval length and K_i is a number of carrier waves of an i -th data transmission symbol in said OFDM transmission frames;

means for arbitrarily selecting values for N_i , M_i and K_i means for determining a ratio K_i/N_iT , wherein said ratio is smaller than a constant value W , W being a positive real number, determined by a bandwidth of a transmission channel of said OFDM transmission system; and means for ordering said data transmitting symbols for transmission so that said data transmitting symbols are transmitted in such an order that the data transmitting symbols having an identical effective symbol length and a guard interval length are continuously arranged on a time base and a number of switching points where two adjacent data transmitting symbols having at least mutually different effective symbol lengths or mutually different guard interval lengths are located is minimized.

2. An orthogonal frequency division multiplexing transmission system according to claim 1, wherein, if the average transmission power of said i -th data transmitting symbol is P_i in said OFDM transmission frame, P_i is determined as a function of N_i so that P_i and N_i provide a one-to one correspondence such that, if there are L different values N_i can take, there are also provided L different values P_i can take.

3. An orthogonal frequency division multiplexing transmission system according to claim 1, wherein, if the value of N_i is selected from a range of numbers defined by A_1 to A_L and A_{max} is the largest value of said numbers in said range, then all said numbers in said range are selected so as to be exact divisors of A_{max} .

4. An orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transmission system comprising:

means for transmitting data in OFDM transmission frames defined by T , positive integers N_i and K_i , and zero or positive integer M_i , wherein T is a time interval of OFDM sampling points, N_i is an effective symbol length, M_iT is a guard interval length, and K_i is a number of carrier waves of an i -th data transmission symbol in said OFDM transmission frames;

means for arbitrarily selecting values for N_i , M_i and K_i ;

means for determining a ratio K_i/N_iT , wherein said ratio is smaller than a constant value W , W being a positive real number; determined by a bandwidth of a transmission channel of said OFDM transmission system; and

means for ordering said data transmitting symbols for transmission such that said OFDM transmission frames include data transmitting symbols having a relatively long effective symbol length and a relatively long guard interval length for fixed reception, and said OFDM transmission frames include data transmission symbols having a relatively short effective symbol length and a relatively short guard interval length for mobile reception.

5. An orthogonal frequency division multiplexing transmission system according to claim 4, wherein said system is used for digital television broadcasting.

6. An orthogonal frequency division multiplexing transmission system according to claim 4, wherein at least one of said data transmitting symbols having a relatively short effective symbol length and a relatively short guard interval length for mobile reception are transmitted at a predetermined time interval within a transmission frame.

7. An orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transmission system comprising:

means for transmitting data in OFDM transmission frames defined by T , positive integers N_i and K_i , and zero or positive integer M_i , wherein T is a time interval

of OFDM sampling points N_iT is an effective symbol length, M_iT is a guard interval length, and K_i is a number of carrier waves of an i -th data transmission symbol in said OFDM transmission frames;

means for arbitrarily selecting values of N_i , M_i and K_i ;

means for determining a ratio K_i/N_iT , wherein said ratio is smaller than a constant value W , W being a positive real number, determined by a bandwidth of a transmission channel of said OFDM transmission system;

means for transmitting at least part of the data of a specific data transmitting symbol in an OFDM transmission frame, where an effective symbol length N_aT , N_a being a positive integer, a guard interval length M_aT , M_a being zero or a positive integer, and a number of carrier waves K_a , K_a being a positive integer, of said specific data transmitting symbol are known by the receiver along with modulation techniques selected for the carrier waves of said specific data transmission symbol, so that at least part of the data on the effective symbol lengths, the guard interval lengths, the number of carrier waves and the modulation techniques selected for the respective carrier waves of all the data transmitting symbols other than said specific data transmitting symbol in said specific OFDM transmission frame are transmitted from a transmitter to a receiver by said specific symbol; and

means for modifying at least one of said effective symbol length, said guard interval length, said number of carrier waves and the modulation techniques for each OFDM transmission frame by a specific data transmitting symbol on an OFDM transmission frame basis.

8. A method for transmitting data in an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transmission system, comprising:

transmitting at least one OFDM transmission frame defined by T , positive integers N_i and K_i , and zero or positive integer M_i , wherein T is a time interval of OFDM sampling points, N_iT is an effective symbol length, M_iT is a guard interval length and K_i is a number of carrier waves of an i -th data transmission symbol in said OFDM transmission frame;

arbitrarily selecting values of N_i , M_i and K_i ;

determining a ratio K_i/N_iT which is smaller than a constant value W , W being a positive real number, determined by a bandwidth of a transmission channel of said transmission system; and

ordering said data transmitting symbols so that said data transmitting symbols are transmitted in such an order that the data transmitting symbols having an identical effective symbol length and a guard interval length are continuously arranged on the time base and a number of switching points where two adjacent data transmitting symbols having at least mutually different effective symbol lengths or mutually different guard interval lengths are located is minimized.

9. A method for transmitting data in an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transmission system, comprising:

transmitting at least one OFDM transmission frame defined by T , positive integers N_i and K_i , and zero or positive integer M_i , wherein T is a time interval of OFDM sampling points, N_iT is an effective symbol length, M_iT is a guard interval length and K_i is a number of carrier waves of an i -th data transmission symbol in said OFDM transmission frame;

arbitrarily selecting values of N_i , M_i and K_i ;

13

determining a ratio K_i/N_iT which is smaller than a constant value W , W being a positive real number, determined by a bandwidth of a transmission channel of said OFDM transmission system; and

ordering said data transmitting symbols such that said OFDM transmission frames include data transmitting symbols having a relatively long effective symbol length and a relatively long guard interval length for fixed reception, and said OFDM transmission frames include data transmitting symbols having a relatively short effective symbol length and a relatively short guard interval length for mobile reception.

10. A method for transmitting data in an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transmission system, comprising:

transmitting at least one OFDM transmission frame defined by T , positive integers N_i and K_i and zero or positive integer M_i , wherein T is a time interval of OFDM sampling points, N_iT is an effective symbol length, M_iT is a guard interval length and K_i is a number of carrier waves of an i -th data transmission symbol in said OFDM transmission frame;

arbitrarily selecting values of N_i , M_i and K_i ;

determining a ratio K_i/N_iT which is smaller than a constant value W , W being a positive real number, deter-

14

mined by a bandwidth of a transmission channel of said OFDM transmission system;

transmitting at least part of the data of a specific data transmitting symbol in an OFDM transmission frame, where an effective symbol length N_aT , N_a being a positive integer, a guard interval length M_aT , M_a being zero or a positive integer, and a number of carrier waves K_a , K_a being a positive integer, of said specific data transmitting symbol are known by the receiver along with the modulation techniques selected for the carrier waves of the specific symbol, so that at least part of the data on the effective symbol lengths, the guard interval lengths, the number of carrier waves and the modulation techniques selected for the respective carrier waves of all the data transmitting symbols other than said specific data transmitting symbol in said specific OFDM transmission frame are transmitted from a transmitter to a receiver by said specific symbol; and

modifying at least one of said effective symbol length, said guard interval length, said number of carrier waves and said modulation techniques for each OFDM transmission frame by a specific data transmitting symbol on an OFDM transmission frame basis.

* * * * *

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **10-028077**

(43)Date of publication of application : **27.01.1998**

(51)Int.Cl.

H04B 1/707

H04B 7/26

H04J 11/00

(21)Application number : **08-215888**

(71)Applicant : **SATO TAKURO**
WATANABE SOICHI
ABE TAKEO

(22)Date of filing : **11.07.1996**

(72)Inventor : **SATO TAKURO**
WATANABE SOICHI
ABE TAKEO

(54) COMMUNICATION EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To make reception data in a base station hold the orthogonal relation of an orthogonal code and to synchronize reception signals by compression- encoding the advance/delay information of the time calculated so as to match the synchronization of the orthogonal code of the reception signals from respective mobile stations and transmitting it to the mobile stations.

SOLUTION: Output is passed through a parallel/serial converter 407 and turned into serial data. To the data, noise equivalent to a time difference with the reception data from the surrounding mobile station is superimposed. The data are judged by using a judgement device 409. Noise signals are used and delay time is predicted by using a delay time control signal predicting device 411. The predicted delay time difference is encoded and transmitted from the transmitter of the base station to the respective mobile stations. The signals are turned into input signals to a receiver and the timing of the transmission signals of the respective mobile stations is adjusted. Thus, the orthogonal codes used as the spreading signals of the data in the respective mobile stations are synchronized.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-28077

(43) 公開日 平成10年(1998) 1月27日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B 1/707			H 0 4 J 13/00	D
	7/26		11/00	Z
H 0 4 J 11/00			H 0 4 B 7/26	N

審査請求 未請求 請求項の数 1 書面 (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願平8-215888

(22) 出願日 平成8年(1996) 7月11日

(71) 出願人 596025227

佐藤 拓朗

神奈川県横浜市磯子区洋光台 6-19-9

(71) 出願人 596120854

渡辺 壮一

新潟県柏崎市大字安田1799-2 コーポ安田203号

(71) 出願人 596025249

阿部 武雄

新潟県新潟市寺尾朝日通 7-23

(72) 発明者 佐藤 拓朗

神奈川県横浜市磯子区洋光台 6-19-9

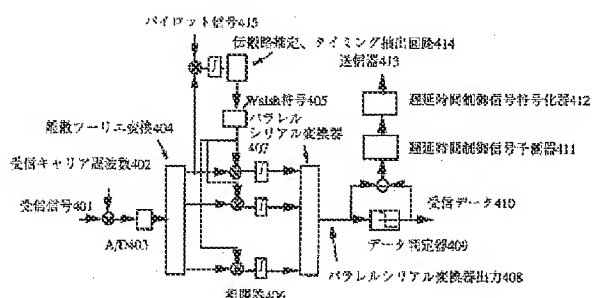
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 通信装置

(57) 【要約】

【課題】 移动通信システムのセル内での移動局間の干渉が小さくなり、セル内の加入者を増大でき、周波数効率を増大できる装置を提供すること。

【解決手段】 入力データを一定の符号によって拡散する機能と、拡散された信号を一つ以上の周波数チャネルを用いて変調して送信する機能を有する送信器と、各々の周波数チャネル信号に対して復調する機能と送信器と同等の符号を用いて相関検波を行う機能を有する受信器で構成された通信装置において、受信器が、同時に一つ以上の送信器からの信号を受信した受信時刻を決定する機能と、受信時刻が一定になるように各送信器の送信時刻を決定する機能と、各送信器からの送信時刻を各送信器に対して送信する機能を有し、送信器は、受信器からの送信された送信時刻に従って、送信データを送信する機能を有することを特徴とする通信装置。



【特許請求の範囲】

【請求項1】入力データを一定の符号によって拡散する機能と、拡散された信号を一つ以上の周波数チャネルを用いて変調して送信する機能を有する送信器と、各々の周波数チャネル信号に対して復調する機能と、送信器と同等の符号を用いて相関検波を行う機能を有する受信器で構成された通信装置において、受信器が、同時に一つ以上の送信器からの信号を受信した受信時刻を決定する機能と、受信時刻が一定になるように各送信器の送信時刻を決定する機能と、各送信器からの送信時刻を各送信器に対して送信する機能を有し、送信器は、受信器からの送信された送信時刻に従って、送信データを送信する機能を有することを特徴とする通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】移動通信方式、特に通信装置の構成に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来、この種の方式は「T. Muller 他“Comparison of different Detection Algorithms for OFDM-CDMA in Broadband Rayleigh fading”のIEEE VTC 95」の第835頁第1図に開示されたものがある。これは入力データをWalshマトリクスで変換し、IFFTで変換して出力する構成であった。変調器の構成を第1図に示す。復調器の構成を第2図に示す。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、従来の構成では、移動通信システムの基地局の送信器から、システム内の複数の移動局に対して、入力データを直交符号で拡散して送信し、同時に送信し、各移動局は各データの直交符号により直交関係を保持したまま同期して受信することは可能であるが、逆に各移動局から送信するデータを基地局で受信する場合、基地局と各移動局との距離は各々異なることから、入力データを直交符号で拡散して送信しても、基地局での受信データは直交符号の直交関係を保持して受信信号の同期を取ることができない。

【0004】

【課題が解決するための手段】各移動局から直交符号で拡散して送信されるデータの受信時刻を、各移動局毎に基地局で測定する機能と、基準時刻からのズレ量を移動局毎に決定する機能と、基地局において各移動局からの受信信号の直交符号の同期が合うように計算された時刻の進み遅れ情報を、圧縮符号化して移動局へ送信する機能と、各移動局は直交符号で拡散して送信するデータの時刻を、受信した時刻の進み遅れ情報に合わせる用に調整して送信する機能を有することを特徴とする通信装置。

【0005】

【発明の実施の形態】最良と考える本発明の実施の形態（発明をどのように実施するか）を、図面に基づいてその作用効果を示して簡単に説明する。

【0006】本発明の移動局側の送信器の構成において、入力データを直並列変換器を通して複数の並列データに分解し、各々を固有の直交符号を用いて拡散し、拡散したデータを直交関係にあるキャリア周波数で変調して送信する。従って、1つのチャネルのデータ速度は、チャネルの数分だけ低くなる。

【0007】直交符号はWalsh符号等の符号が用いられる。直交関係にあるキャリア周波数による変調は、複数の直交符号で拡散した信号を逆離散フーリエ変換し、その出力を並直列変換することによって得ることができる。

【0008】基地局の受信器の構成において、複数の移動局から送信された固有の直交符号で拡散されたデータを、同時に受信する。各移動局の信号の受信タイミングに従って、各々の信号を離散フーリエ変換し、各移動局固有の直交符号で相関を取る。相関出力をパラレルシリアル変換してデータ判定を行う。この判定データを用いて遅延時間信号予測器により、遅延時間を算出する。遅延時間は全部の移動局からの受信信号の受信タイミングのはば平均タイミングからのズレ時間となる。

【0009】遅延時間をデジタル符号化して、基地局の送信器から移動局の受信器に送信する。移動局は、遅延時間を受信し、その時間に対応した時間に合わせながら送信タイミングを決定し、送信信号を送信する。

【実施例】

【0010】本発明の具体的な実施例について図面に基づいて説明する。

【0011】第一の実施例

1. 構成の説明

図3はこの発明の第一実施例を示す、移動局側の送信器構成図であって、入力データ301はシリアルパラレル変換器302で、1対Nのパラレルデータに変換される。シリアルパラレル変換器302によって変換された各チャネルのデータの速度は入力データ速度の1/Nとなる。

【0012】変換されたデータは拡散器304により、直交符号であるWalsh符号303を用いて拡散信号となる。チャネルの拡散信号にパイロット信号314を相加する。パイロット信号は複数のチャネルに相加してもよい。

【0013】拡散信号は離散逆フーリエ変換305を通して出力される。離散フーリエ変換出力は、切り替え器306により各チャネルを連続データに変換し出力する。出力するタイミングは受信器307より受信したデータに従って行う。送信タイミングに従って出力した信号はD/A変換器309を介して出力する。出力信号は

キャリア周波数により変調され送信する。

【0014】図4は本発明の第一実施例を示す、基地局側の受信器の構成であって、受信信号401は、受信キャリア周波数402によって復調される。復調信号はA/D変換器403でデジタル信号に変換され、サンプルホールドされた後、離散フーリエ変換404によってNチャンネルの平行信号に変換する。図3の送信側において、パイロット信号が相加されたチャンネル信号に対して、パイロット信号415と相関演算を行う。相関演算出力を、伝搬路推定、タイミング抽出回路414へ入力する。

【0015】一方、各チャンネル信号は、送信側と同じ直交符号405によって相関をとる。出力は平行シリアル変換器407を通してシリアルデータとなる。このデータには、回りの移動局からの受信データとの時間差に相当する雑音が重畳している。このデータを判定器409を用いてデータ判定する。雑音信号を用いて、遅延時間制御信号予測器411を用いて遅延時間を予測する。予測された遅延時間差を符号化して、基地局の送信器から各移動局に対して送信する。

【0016】この信号は先の図3に示した、受信器307への入力信号となり、各移動局の送信信号のタイミングを調整する。

【0017】2、動作の説明

図3の変調器の構成におけるタイムチャートを図6に示す。変調器は移動局側にある。一つの移動局の変調器について説明する。入力データ(a)のデータ速度をdとする。データはNチャンネルのシリアル平行変換器によって平行データ(b)に変換される。各チャンネル当たりのデータ速度はN分の1のd/Nとなる。

【0018】各チャンネルのデータを、各ユーザ毎に割り当てられた直交符号の一種であるWalsh符号(c)によってM倍の拡散信号(d)とする。MとNは同じでもよい。図6では簡単のために、NとMが等しい場合について示した。従って、拡散された後のチャンネル信号の速度はdとなる。ここで、一つの移動局に割り当てられるWalsh符号は一種類である。

【0019】その内の、少なくとも一つのチャンネル信号にパイロット信号(e)を相加する。どのチャンネルにパイロットを加えるかは予め定めておく。パイロット信号は、各ユーザ毎に割り当てられた直交符号と直交関係にあるWalsh符号を選択する。ここでは、パイロット信号との相加結果は示していない。

【0020】拡散された各チャンネル信号を離散逆フーリエ変換(f)する。ここでは、チャンネル1とチャンネル2の実部と虚部の結果を示した。チャンネル3、チャンネル4の結果は省略した。

【0021】離散フーリエ変換した出力(g)は、切り替え器を用いて連続データとする。切り替え器の速度は、この例ではd/Nとなる。切り替え器の出力を送信

するタイミングは、受信器から得た遅延時間制御信号の送信タイミング信号に従って決められる。遅延時間制御により送信タイミングを調整し、D/A変換器を通して、送信キャリア周波数で変調して送信する。

【0022】図4の復調器の構成におけるタイムチャートを、図6の結果と同様になる。復調器は基地局に設置され、複数の移動局からの信号を同時に受信する。各移動局からの受信タイミングは、基地局と移動局との相対距離によって異なる。

【0023】一つの移動局からの受信信号について、動作説明を行う。受信信号はミキサにより復調(g)される。復調信号は離散フーリエ変換により各チャンネル信号に変換(d)される。変調器においてパイロットチャンネルを相加されたチャンネルにパイロット信号(e)との相関演算を行い、無線回線の伝搬路推定を行うと同時にパイロット信号の受信タイミングを決定する。

【0024】各チャンネル信号は変調器で定められたWalsh符号(c)を用いて、相関演算を行う。相関演算の相関タイミングはパイロット信号との相関演算で求められた受信タイミングを用いる。各チャンネルデータ(b)を平行シリアル変換してシリアルデータ(a)とする。シリアルデータからデータ判定を行い、受信データを得る。

【0025】次に、遅延時間制御部について述べる。復調器は各移動局から同時に信号を受信するため、各移動局と基地局との相対距離により、受信タイミングにズレが生ずる。このズレが干渉雑音として、図4平行シリアル変換器の出力に相加される。

【0026】図4では、この雑音量を評価する方法の一例として、平行シリアル変換器の出力とデータ判定出力との差から求めている。差の信号出力を次式で示す。

【数1】

$$e_i(t) = \hat{u}_i(t) - R_i(t)$$

ここで、 $\hat{u}_i(t)$ は判定データを表わす。

【0027】平行シリアル変換器の出力を $R_k(t)$ で表わす。この信号を遅延時間制御信号予測器411へ入力する。遅延時間制御信号予測器では誤差信号を2乗平均を求める。

【数2】

$$J = E[e_i(t)^2]$$

遅延時間 $T_{d,k}(\nu+1)$ は次式を用いて更新する。

【数3】

$$T_{d,k}^{(\nu+1)} = T_{d,k}^{(\nu)} - \Delta T_d \text{sign} \frac{\partial J}{\partial T_{d,k}^{(\nu)}}$$

ΔT_d は遅延時間の更新量を表わす。 ν は今の遅延時間を表わす添字を表わす。 $\nu+1$ は次の時間での遅延時間の更新量を決める添字を表わす。

【0028】実際には遅延時間をそのまま送った場合は

情報量が大きくなることより、遅延時間制御信号符号化器において、遅延時間を一定量進める、遅らせる、なにもしない、と情報量を圧縮して各移動局へ送信する。この符号化はシステムの構成により自由に選ぶことができる。

【0029】図3に示した、各移動局は、この情報を受信器で復調して、予め定めた遅延時間幅308に基づいて決定し、各移動局からの送信タイミングを調整してデータを送信する。

【0030】今までの説明では、遅延時間制御方法として、山上げ法に基づいて説明したが、最小自乗法による等化器を用いても同様の動作することができる。

【0031】今までの説明では、各チャネルが干渉を自動的に最小になるように、制御しているが、全てのチャネルに対して、共通の基準時刻を設定して、各チャネルの図4の遅延時間制御予測器411に入力し、その時刻に合うように遅延時間制御信号符号化器412が遅延時間信号を求めることにより制御することも可能である。

【0032】今までの説明では、各移動局の最初の送信タイミングについて述べていなかった。移動局は基地局から送られてくるデータを、受信した時のタイミングでデータを送信してから、先に述べた遅延時間制御を行うことも可能である。

【0033】また、先に述べた、自動的に干渉信号が最小となる方式と組み合わせることにより、各移動局と基地局の相対距離は大幅にずれていても遅延時間の制御は可能となる。

【0034】また、干渉除去のためにガードインターバルを用いても良い。これは、本発明における必須要件ではない。

【0035】今までの説明では、データをスペクトル拡散するマルチキャリア方式についての遅延時間制御を用いた通信装置について述べてきたが、スペクトル拡散装置そのものに対して本方式を適用することができる。

【0036】3. 効果の説明

この第一実施例のように構成すると、移動局から基地局に対してデータを送信する場合、各移動局と基地局との相対距離に関係なく、各移動局でデータの拡散信号として使用した直交符号の同期をとることができる。これにより、誤り特性の優れた、データを拡散するマルチキャリア通信装置を構成できる。

【0037】利用形態の説明

本実施例では無線回線で使用する装置とした例で説明したが、無線変調信号の代わりに光りでベースバンド信号を変調した光ファイバを用いた光通信装置にも適用可能である。また、無線変調信号の代わりに有線回線に用いるモデムアナログ変調を用いた有線通信装置にも適用可能である。

【0038】キャリア周波数で変調を行ったが、振動子を用いることで水中通信装置への適用も可能である。

【0039】

【発明の効果】本発明は上述のように構成したから、基地局において受信した、各移動局からの送信信号の干渉を減少することができ、耐雑音特性の優れた通信装置の実現ができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来例のマルチキャリア変調器の構成を示す説明図である。

【図2】従来例のマルチキャリア復調器の構成を示す説明図である。

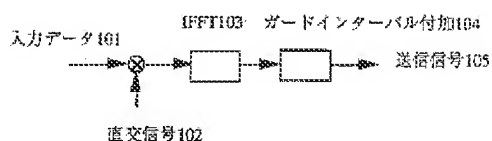
【図3】第一実施例の移動局側のマルチキャリア変調器の構成を示す説明図である。

【図4】第一実施例の基地局側のマルチキャリア復調器の構成を示す説明図である。

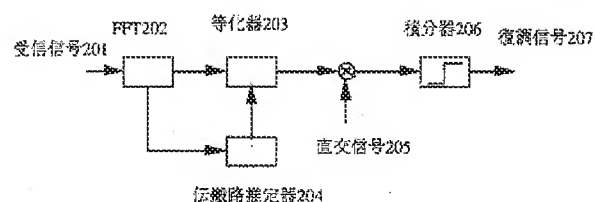
【図5】第二実施例の基地局側のマルチキャリア復調器の構成を示す説明図である。

【図6】第一実施例の送信器のタイムチャートである。

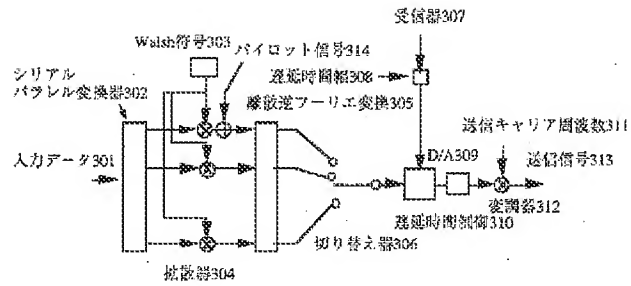
【図1】



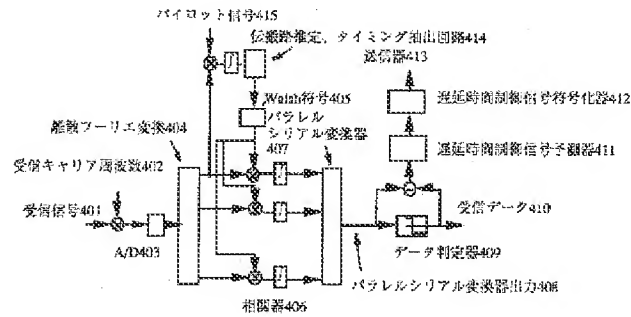
【図2】



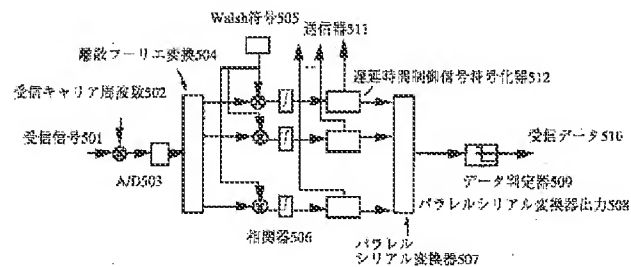
【図3】



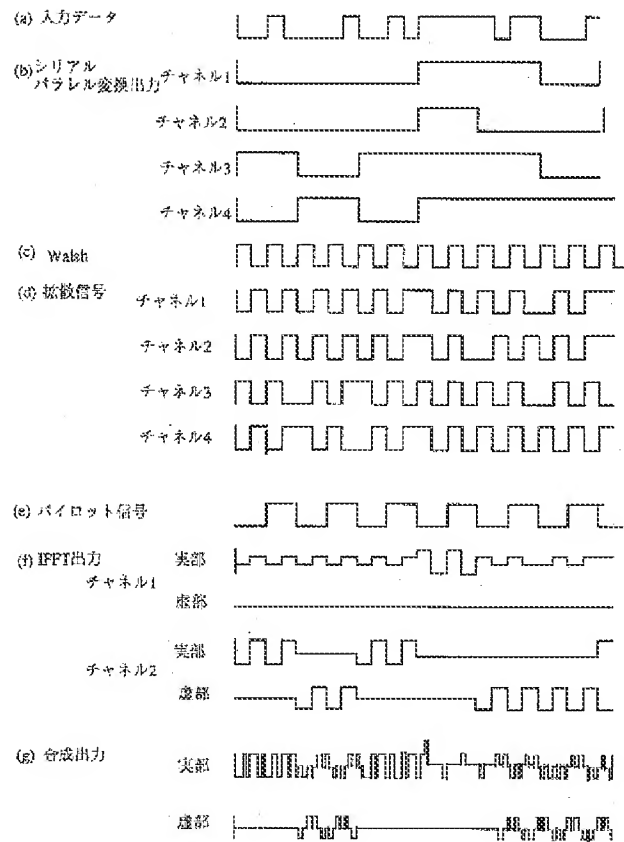
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(72)発明者 渡辺 壮一
新潟県柏崎市大字安田1799-2 コーポ安
田203号

(72)発明者 阿部 武雄
新潟県新潟市寺尾朝日通7-23



Espacenet

Bibliographic data: JP 10084324 (A)

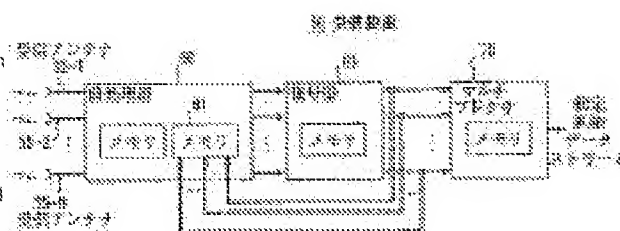
DIGITAL RADIO COMMUNICATION EQUIPMENT

Publication date: 1998-03-31
Inventor(s): FOSCHINI GERARD JOSEPH ±
Applicant(s): LUCENT TECHNOLOGIES INC ±
Classification:
 - international: H04B15/00; H04B7/06; H04J99/00; H04L1/06; H04B7/08; (IPC1-7): H04B15/00
 - European: H04B7/08C2C; H04L1/06T
Application number: JP19970176070 19970701
Priority number (s): US19960673981 19960701
Also published as:

- EP 0817401 (A2)
- EP 0817401 (A3)
- EP 0817401 (B1)
- US 6097771 (A)
- JP 2008048433 (A)
- more

Abstract of JP 10084324 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To increase a data transmission bit rate to a value very close to a limit of Shannon by devising the digital radio communication system so that an n-dimension system is disassembled into (n)sets of linear systems with the same capacity (processing capability) so as to conduct interference elimination processing among the signals. **SOLUTION:** A receiver 50 is made up of a plurality of antenna elements 55-1-55-n which receive a signal sent from a transmitter having a plurality of transmission antenna elements as a signal vector, a signal pre-processing unit 60 and a decoder 65. The pre-processing unit 60 applies preliminary processing to the signal vector. The preliminary processing is conducted by subtracting a decoding result obtained by decoding the signal vector subjected to preliminary processing by the pre-processing unit 60 from the signal vector under processing at present and nullifying elements of the signal vector having been received after the signal vector under processing at present and not processed yet from the signal vector under processing at present. The decoder 65 decodes the result obtained from the preliminary processing of the signal vector



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-84324

(43) 公開日 平成10年(1998) 3月31日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 4 B 15/00

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 4 B 15/00

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数12 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平9-176070

(22) 出願日 平成9年(1997) 7月1日

(31) 優先権主張番号 6 7 3 9 8 1

(32) 優先日 1996年7月1日

(33) 優先権主張国 米国 (U S)

(71) 出願人 596077259

ルーセント テクノロジーズ インコーポ
レイテッド

Lucent Technologies
Inc.

アメリカ合衆国 07974 ニュージャージ
ー、マレーヒル、マウンテン アベニュー
600-700

(72) 発明者 ジェラルド ジョセフ フォスチーニ

アメリカ合衆国, 08879 ニュージャージ
ー, サウス アムボーイ, オーチャード
ストリート 79

(74) 代理人 弁理士 三俣 弘文

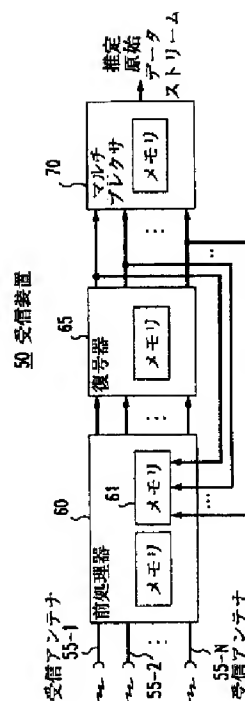
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル無線通信装置

(57) 【要約】

【課題】 デジタル無線通信システムのビットレートを改善する。

【解決手段】 受信装置50が、複数の送信アンテナ素子を有する送信装置によって送信された信号を信号ベクトルとして受信する複数のアンテナ素子55-1～55-nと、信号前処理器60と、復号器65とからなる。前処理器60が、信号ベクトルを前処理する。前処理は、前に受信され前処理器60によって前処理された信号ベクトルの復号化から得られる復号化結果を、現に処理中の信号ベクトルから差し引くこと、及び現に処理中の信号ベクトルの後に受信された処理されていない信号ベクトルの要素を現に処理中の信号ベクトルからゼロ化すること、によって行われる。復号器65が、信号ベクトルの前処理から得られた結果を復号化する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数のアンテナの各々が、一連の複素信号をそれぞれの時間長さ τ の間に受信し、該複素信号の各々が、無作為に重畳された n 個($n>1$)の別個の信号成分からなり、全ての該受信アンテナによって該時間長さのうちの1個の時間長さの或る特定のセグメントの間に受信された全ての該信号成分が集合的に信号ベクトルを形成するような、複数のアンテナと、

前期時間長さの間に受信された前記信号成分を、それぞれの送信アンテナ素子に関連するような空間と、及び時間との間に特定の空間・時間関係を有するように形成するための手段と、

空間・時間の斜線に沿ったそれぞれのグループ内に配置された前記信号ベクトルを前処理するための手段であって、該前処理が、前処理中の信号ベクトルのグループと同じ時間長さ τ の間に受信された前記一連の信号ベクトルへの復号化されなかった寄与分をゼロ化することと、同じ一連の信号ベクトルに対する復号化された寄与分を差し引くこととによって行われ、これらの信号ベクトルのグループが前記時間長さのうちのそれぞれの時間長さと前記送信アンテナ素子のうちのそれぞれの送信アンテナ素子とに関連するような、前記信号ベクトルを前処理するための手段と、からなることを特徴とする、デジタル無線受信装置。

【請求項2】 複数のアンテナの各々が、一連の複素信号をそれぞれの時間長さ τ の間に受信し、該複素信号の各々が、無作為に重畳された n 個($n>1$)の別個の信号成分からなり、全ての該受信アンテナによって該時間長さのうちの1個の時間長さの或る特定のセグメントの間に受信された全ての該信号成分が集合的に信号ベクトルを形成するような、複数のアンテナと、

前期時間長さの間に受信された前記信号成分を、それぞれの送信アンテナ素子に関連するような空間と、時間との間に特定の空間・時間関係を有するように形成するための手段と、

空間・時間の斜線に沿って設置されたそれぞれのグループ内の前記信号ベクトルを前処理するための手段であって、該前処理が、前処理中の信号ベクトルの信号対雑音比を最大化することと、同じ一連の信号ベクトルへの復号化された寄与分を差し引くこととによって行われ、これらの信号ベクトルのグループが前記時間長さのうちのそれぞれの時間長さと前記送信アンテナ素子のうちのそれぞれの送信アンテナ素子とに関連するような、前記信号ベクトルを前処理するための手段と、からなることを特徴とする、デジタル無線受信装置。

【請求項3】 受信回路であって、

該受信回路が、

n 個($n>1$)の送信アンテナ素子を有する送信装置によって送信された信号をそれぞれの n 次元($n>1$)の信号ベクトルとして受信するための複数のアンテナ素子

と、

メモリと、

前処理回路と、からなり、

該前処理回路が、

(a) 前記 n 次元の信号ベクトルのうちの、或る特定の時間長さの間に受信され且つ前記送信アンテナ素子のうちの或る特定の送信アンテナ素子に関連する、 n 次元の信号ベクトルを、前記メモリからアンロードし、(b) アンロードされた前記1つの n 次元の信号ベクトルから、前記送信アンテナ素子のうちの該或る特定の送信アンテナ素子以外の送信アンテナ素子と該特定の時間長さとに連関する前記 n 次元の信号ベクトルを前処理した結果として得られる検出されなかった記号を差し引き、

(c) アンロードされた前記1つの n 次元の信号ベクトルから、まだ処理されていない前記 n 次元の信号ベクトルに関連する記号をゼロ化する、ように作動し、

該前処理回路が、

もし現に処理中の前記 n 次元の信号ベクトルを含む n 次元の信号ベクトルの層の前記前処理が完了している場合に前記前処理の結果を出力するための、且つ該層に含まれる次の n 次元の信号ベクトルを前処理するために前記メモリからアンロードするための手段からなる、ことを特徴とする、受信回路。

【請求項4】 受信回路であって、

該受信回路が、

複数の送信アンテナ素子を有する送信装置によって送信された信号をそれぞれの信号ベクトルとして受信するための複数のアンテナ素子と、

信号前処理回路と、

復号化回路とからなり、

前記信号前処理回路が、

前に受信され前記信号前処理回路によって処理された前記信号ベクトルの復号化から得られる復号化結果を、現に処理中の信号ベクトルから差し引き、且つ現に処理中の信号ベクトルの後に受信された処理されていない信号ベクトルの要素を現に処理中の信号ベクトルからゼロ化する、ために個々の前記信号ベクトルを処理するように作動し、

それから、前記復号化回路が、

前記信号ベクトルの前処理から得られた結果を復号化するように作動する、ことを特徴とする、受信回路。

【請求項5】 個々の前記信号ベクトルが、 n 次元の複素信号ベクトルであり、 n が前記送信アンテナ素子の個数に等しい、ことを特徴とする請求項4の受信回路。

【請求項6】 前記信号前処理回路が、予め定められた時間長さの間に受信された各信号ベクトルを n 倍に複製して該複製された結果を前記送信アンテナ素子に応じて時間及び空間に配列するための、そして前記送信アンテナ素子のうちのそれぞれの送信アンテナ素子に関連し且つ前記時間長さのうちのその特定の時間長さの間に受信

された n 次元の信号ベクトルに関連する複製された結果の斜層を前処理するように提供するための手段を有する、ことを特徴とする請求項5の受信回路。

【請求項7】 前記斜層の前処理が、前記斜層に沿っての最前の時間点に受信された或る1個の n 次元の信号ベクトルの前処理で始まり、前記斜層に沿っての最後の時間点に受信された或る1個の n 次元の信号ベクトルの前処理で終わる、ことを特徴とする請求項6の受信回路。

【請求項8】 前記前処理が、現に処理中の前記斜層に沿っての最後の時間点に受信された前記或る1個の n 次元の信号ベクトルの前処理に続いて、次に続く斜層において継続される、ことを特徴とする請求項7の受信回路。

【請求項9】 前記受信回路が更に、前記復号化回路によって出力された信号を多重化するための多重化回路からなることを特徴とする、請求項4の受信回路。

【請求項10】 受信回路であって、
該受信回路が、
 n 個($n > 1$)の送信アンテナ素子を有する送信装置によって送信された信号をそれぞれの n 次元($n > 1$)の信号ベクトルとして受信するための複数のアンテナ素子と、
信号前処理回路と、
復号化回路とからなり、
前記信号前処理回路が、
前に受信され前記信号前処理回路によって処理された前記 n 次元の信号ベクトルの復号化から得られる復号化結果を、現に処理中の n 次元の信号ベクトルから差し引き、且つ前処理中の n 次元の信号ベクトルの信号対雑音比を最大化する、ために個々の前記 n 次元の信号ベクトルを処理するように作動し、
それから、前記復号化回路が、
前記信号前処理回路による前記 n 次元の信号ベクトル各々の前処理から得られた結果を復号化するように作動する、ことを特徴とする、受信回路。

【請求項11】 送信装置であって、
該送信装置が、
複数のアンテナ素子と、
転換器と、
複数の変調／符号化回路と、
データ源から受信されたデータストリームを複数のデータ・サブストリームに多重化するための、且つ該サブストリームを前記変調／符号化回路のうちのそれぞれの変調／符号化回路に供給するための、多重化器と、からなり、
前記変調／符号化回路の各々が、その前記変調／符号化回路によって前記サブストリームのうちの対応する1個のサブストリームを介して受信されたデータを符号化するとともに該符号化されたデータを前記転換器に供給し、

前記変調／符号化回路のうちの或る1個の変調／符号化回路から受信された前記符号化されたデータを、前記複数のアンテナ素子のうちの関連するアンテナ素子を介して送信するために、前記転換器が、前記変調／符号化回路の各々を前記複数のアンテナ素子の各々に関連付ける、ことを特徴とする、送信装置。

【請求項12】 前記関連付けが、予め定められた時間長さの間存在することを特徴とする請求項11の装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、無線通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】ディジタル無線通信システムがデータ通信を行う際の最終「通信速度」(ビットレート)は、周知の、情報理論に関するシャノンの手法(一般に、シャノンの定理又はシャノンの符号化限界定理として知られる)を用いて導出される。最終ビットレートは(a)送信装置における全輻射電力、(b)個々の通信現場(サイト)、帯域幅におけるアンテナの個数、(c)受信装置における雑音電力、(d)伝搬環境の特性、等からなるいくつかの異なるパラメータに基づく。

【0003】いわゆるレイリーのフェージング環境における無線伝送の場合には、最終ビットレートは膨大な値で、例えば送信装置及び受信装置の両方でそれぞれ30個のアンテナを用いるシステムについて数百bps/Hzとなり、平均信号対雑音比は24dBとなる。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】今まで、高ビットレート達成を目標に構築されたシステムは、シャノンの最終ビットレートに近い値まで到達していなかった。このようなシステムに関連するビットレートは、多くてもせいぜいシャノンの限界値から1桁又は2桁下の値であった。この現象の主な理由は、従来の技術による開発者が、シャノンの限界値にかなり近いビットレートで通信するシステムを構築するために解決しなければならない問題点を認識していなかったことにある。

【0005】

【課題を解決するための手段】シャノンの限界値に近いビットレートのシステムを構築するために解決を要する問題点を認識することにより、無線送受信関連技術が進歩する。これは、本発明の一態様に基づいて、無線通信路の転送(H行列)特性が送信装置にとって未知の場合に、 n 次元システムを同一容量(処理能力)の n 個の1次元システムに分解することによって達成される。

【0006】本発明の原理に基づき、具体的に述べると、無線受信装置に関連する複数のアンテナにわたってそれぞれの時間長さの間に受信された信号成分(受信信号成分)が、それぞれの送信アンテナ素子に関連するような空間と、時間との間に、特定の空間・時間関係を有

するように形成される。

【0007】同じ空間・時間関係を有する信号成分の集合が信号ベクトルを形成し、その信号ベクトルが前処理されて、特定の復号化された信号寄与分がその信号ベクトルから差し引かれ、復号化されなかった信号寄与分がその信号ベクトルからゼロ化される。結果として得られるベクトルが復号化回路に供給されて、原始データストリームが形成される。

【0008】

【発明の実施の形態】以下に本発明の実施例を、送信装置及び受信装置の両方に同数のアンテナを用いたポイント・ツー・ポイント（2点間）通信アーキテクチャの形で説明する。更に、下の説明で判るように、本発明のアーキテクチャを用いて得られる容量（帯域幅）は実に膨大である。実際、ビット／周期で表した数値が大きすぎて意味がないように見える。しかし、得られる容量は、受信装置（又は送信装置）における n 個、すなわち個々のアンテナ当たり1個の、より低い等しい成分容量で表される。

【0009】下限において、本発明のアーキテクチャの容量は、リンクの両端、すなわち送信装置及び受信装置において等しい個数のアンテナ素子を有する多素子アレイを用いて得られる容量に等しい。

【0010】本発明のアーキテクチャの説明を分かりやすくするために、その送信環境が相加性白色ガウス雑音（AWGN）を有する固定線形行列通信路であるような複素ベースバンドの態様、に基づいて記述することとし、そのために次のような記号設定及び仮定を行う。こ

$$r = g * s + v$$

ここに、 $*$ は畳み込みを意味する。これら3個のベクトル、 g 、 s 、及び v は複素 N_R 次元のベクトル（すなわち $2N_R$ 実次元）である。

【0015】帯域幅を狭帯域と仮定するので、通信路フーリエ変換 G は、対象となる帯域幅にわたって一定である行列として定義される。その場合、通信路インパルス応答の非ゼロ値を、 g で表す。この値は、 $g(t)$ の時間依存を抑制する。時間依存は、 h 及びそのフーリエ変換 H に対しても同様に低下する。したがって、式（1）は、正規化された形式で次のように表される。

【数1】

$$r = \sqrt{p/n_T} \times h \times s + v \quad (2)$$

【0016】又、通信路が例えばレイリー通信路として

$$H_{ij} = \text{Normal}(0, 1/\sqrt{2}) + \sqrt{-1} \times \text{Normal}(0, 1/\sqrt{2}) \quad (3)$$

ここに、 $|H_{ij}|^2$ は、2つの自由度を有する χ^2 変数であるが（ χ^2_2 で表す） $E |H_{ij}|^2 = 1$ となるように正規化された値である。

【0018】上記の仮定及び表記を用いると、本発明のアーキテクチャの容量は、いわゆる「長バースト」態様

の場合、時間は、 $t = 0, 1, 2, \dots$ のように正規化された個別ステップで進むものと定義する。

【0011】具体的には、 n_t 及び n_r で、送信装置及び受信装置における多素子アレイ（MEA）内のアンテナ素子の個数をそれぞれ示す。送信された信号（送信信号）を s_t で表す。この場合、固定狭帯域幅に対しては、総電力は n_t の値に無関係に制約される。受信装置における雑音レベルを、 n_r 次元のベクトル、 $v(t)$ で表す。このベクトルの成分は統計的に独立であり、同一の電力レベル N を有する。

【0012】受信された信号（受信信号）を、 $r(t)$ で表し、 n_r 次元の1つの信号について、個々の時点において個々の受信アンテナに対して1個の複素ベクトル成分が存在するものとする。電力レベル \bar{P} で送信する1個の送信アンテナについて、1個の受信アンテナによって出力される平均電力レベルを、 P で表す。ここで平均とは空間平均を意味する。（ \bar{P} は、 P の上側に $\bar{}$ をつけた記号の簡略表記である。）

【0013】平均信号対雑音比（SNR）を、 ρ で表す。この値は、 n_t に対して独立の P/N に等しい。いわゆる通信路インパルス応答行列を、 $g(t)$ で表す。この行列は n_T 及び N_R 個の列を有するものとする。 $g(t)$ を正規化したものを $h(t)$ で表す。ここで、 $h(t)$ の、個々の要素の正規化は、単位「電力損失」の空間平均を有する。

【0014】又、信号で作動する通信路を記述する基本ベクトルは次式で定義される。

(1)

モデル化され且つ通信リンクの各端における多素子アレイの素子が波長の約 $1/2$ だけ分離されている、ものと仮定する。例えば、5GHzにおいて、波長の $1/2$ は約3cmに過ぎない。したがって、送信装置及び受信装置をそれぞれが多数のアンテナ素子を有するように構成できるので有利である。（尚、各アンテナは2つの偏波状態を有する。）

【0017】 $1/2$ 波長だけ分離した場合、その周波数領域における通信路を表す $n_R \times n_T$ 行列 H に対するレイリーモデルは、次の式で示すような、「独立し同一に分散された（iid:independant, identically distributed）」複素でゼロ平均、単位分散のエントリを有する行列である。

【数2】

(3)

から始まるものと定義する。ここに、「長バースト」とは、非常に多数の記号からなるバーストを意味する。このバーストの時間長さは、バーストの間に通信路が本質的に不変であるような十分に短い長さであると仮定する。

【0019】又、通信路の特性は、送信装置には未知であるが、受信装置には追跡によって知られるようになるものと仮定する。更に、このような特性は、1つのバーストと次のバーストとでかなり変化することがあり得るものとする。用語「未知」はここでは、或るバーストの間行列Hの実現は未知である、という意味であるが、送信装置は値 n_R を知っているものと仮定する。実際には送信装置に平均信号対雑音比は知られていないけれども、それでもここでは値 ρ は知られているものと仮定する。

【0020】更に又、送信装置がユーザと通信中の場合は必ず少なくともある特定の信号対雑音比が利用可能であるものと仮定する。この場合、この知られている ρ の値は、その信号対雑音比の最小値であると考えられる。

【0021】従来の技術において知られるように、例えば具体的なH行列値が未知であっても送信装置は単一のコードを用いる。このことを前提とした場合、システム容量は、統計的に独立の、ガウスの $n_R \times n_T$ 行列Hの集合

$$C = \log_2 \det [I_{n_R} + (\rho/n_T) \times HH^*] \text{ bps/Hz} \quad (4)$$

ここに、 \det は確定値を、 I_{n_R} は $(n_R \times n_T)$ の恒等行列を、そして $*$ は転置共役を、それぞれ意味する。

【0025】上記を考慮すると、事例 (n, n) （すな

$$C > \sum_{k=1}^n \log_2 [1 + (\rho/n) \times \chi_{2k}^2] \text{ bps/Hz} \quad (5)$$

【0026】式(5)の右側については、標準と異なる表記を用いる。例えば、表記 χ_{2k}^2 は $2k$ の自由度を有するカイ二乗変量を表す。行列Hのエントリはゼロ平均及び定分散である複素ガウス値であるので、この変量の平均は k である。下の説明で判るように、大きな ρ 及び n の値については、下限は或る種の漸近的な意味で得られる。これも又下の説明で判るように、本発明の通信システムの容量は、この下限値を達成する。

【0027】以下、本発明の実施例を、送信装置に6個のアンテナを、又受信装置に同数のアンテナをそれぞれ有するシステムに関して述べる。ただし、本発明はこのアンテナ個数によって制約されるものではなく、下の説明から判るように、送信装置及び受信装置により多くの（又は任意の）個数のアンテナを設けたシステムとして実現することが可能である。

【0028】一般的事例において、本発明に基づいて実現される無線通信システムの送信装置、例えば図1の送信装置は n 個のアンテナを有する。具体的には、デマルチプレクサ（多重情報分離器）20がデータ源10から受信された原始データストリームをデマルチプレクス（多重情報分離）処理して同一レートの n 個のデータストリームに分解し、それぞれの変調／符号器30-1～30-Nに供給し、これらの変調／符号器がそれぞれのデータストリームを独立的に符号化してから変調する。

【0029】例えば、第1のデータストリームを第1層

（すなわち上記のレイリーモデル）からその分布が導出されるような、ランダム変数であると考えられる。

【0022】行列Hの実現の各々について、システムは、「OUT」（指定のシステム容量Xが満足されないことを意味する）又は「NOT OUT」（指定のシステム容量Xが満足されることを意味する）のいずれかの状態となる。

【0023】更に、ビットレートを指定する場合、いわゆる「事故率」（すなわち、ランダムHがそのビットレートをサポートしない場合）のレベルも考慮しなければならない。一般に、「事故率」値は、望むビットレートを確保できるように、例えば1-5%のように小さくする必要がある。「事故率」値（確率）は、下に示すように多素子アレイを用いることによって顕著に改善できる。

【0024】これも又従来の技術から知られるように、 $(n_R \times n_T)$ の一般化事例のシステム容量は、次式で表される。

わち、 $n_T = n_R = n$ ）についての望むシステム容量の下限は、次式で表される。

【数3】

の変調／符号器30-1に、又第2のデータストリームを第2層の変調／符号器30-2にそれぞれ供給し、以下同様である。

【0030】これらのデータストリームは各々それぞれの符号化器30において、異なるいくつかの手法のどれかで符号化される。これらの符号化は本発明とは関係ないのでここでは説明しない。しかし、説明の流れを完結させるために、データストリームが例えばブロックコードを用いて符号化されるものとする。各データストリーム内のデータは符号化及び変調が終わると、転換器40に供給される。

【0031】詳しくは、転換器40が符号器30iのうちの特定の符号器から受信中の符号化され変調されたデータストリームのセグメントを n 個の送信アンテナ45-1～45-nに循環させ、次いでこれらのアンテナがデータを受信装置50へ送信する。すなわち、変調／符号器30i、例えば30-1、がアンテナ45iの各々に連関する。したがって、或る1つのビットストリーム（すなわち、変調／符号器30i）と或る1つのアンテナ45iとの間の連関は周期的に循環する。

【0032】このような「連関」の存続する時間長さは τ 秒であり、したがって1つのサイクル全部に要する時間長さは τ 秒の n 倍である。このようにして、或る変調／符号器30-1からの出力、例えばパス（回線）31-1を介して供給されたデータストリームは、まず第1

の τ 秒の間にアンテナ45-1を用いて送信される。そしてパス31-1を介して第2の τ 秒の間に供給されたデータストリームは、アンテナ45-2を用いて送信され、以下同様である。

【0033】このようにして、符号化された n 個のビットストリームは、受信装置50への n 個の送信パスの全てにわたって均衡のとれた存在を共有することとなり、したがって個々のビットストリームのどれも、 n 個のパスのうちの最悪状態のパスに次々遭遇しやすいということがない。符号化された送信データは、次いで、受信アンテナ55-1～55- n の各々によって受信され、受信装置50に供給されてそこで更に処理される。

【0034】図2の受信装置50は、特に、一群のRF（無線周波）受信部（図示しない）を有し、これらの受信部はそれぞれアンテナ55- i と接続されている。受信装置50は又、前処理器60と、復号器65と、マルチプレクサ（多重化器）70とを有する。

【0035】前処理器60が信号を信号ベクトルとして n 個のアンテナ55- i から受信する。そして、信号ベクトルを形成する信号成分間の干渉を除去するために、これらの受信信号を、下に詳述するように、前に検出された記号の（a）ゼロ化及び（b）差し引き算の手法を用いて前処理する。受信ベクトルはアンテナ55-1～55- n によってそれぞれ受信された n 個の複素成分を有する。

【0036】復号器65が、前処理された信号ベクトルを更に処理して、 n 個の構成データ・サブストリームを検出し、これから、符号化されたサブストリームを表す記号を検出する。それから復号器65が、これらの記号を前処理器60に供給する。供給された記号はメモリ61に格納され、ここで、既に検出された信号からの干渉が受信信号ベクトルから差し引かれる。

【0037】そしてマルチプレクサ70が、このようにして得られたサブストリームを多重化して、データ源10から出力された本来のデータストリームを形成する。

【0038】より具体的に、送信装置25及び受信装置50の両方がそれぞれ6個のアンテナ45-1～45-6及び55-1～55-6を有すると仮定し、又受信装置50に、各送信装置に付随する伝搬特性を判断させるための慣らし期間（立ち上げ）が既に完了しているものと仮定する。これらの伝搬特性は、下に詳述するように、 $n \times n$ 複素行列 H で表される。

【0039】この慣らし期間中、既知の信号がアンテナ45-1～45-6の各々から送信され、受信装置において処理されて受信装置における行列 H へのエントリの正確な推定値が得られる（尚、送信装置はこのような特性を知り又は判断する必要がない）。

【0040】上記のように、受信信号ベクトルは、アンテナ55-1～55- n によってそれぞれ受信された n 個の複素成分を有する。すなわち、受信アンテナ55-

1が n 個の送信信号全てについての組み合わせに相加性雑音を加えたものを受信する。他方、受信アンテナ55-2は、 n 個の送信信号全てについての別の組み合わせ（に相加性雑音を加えたもの）を受信し、以下同様である。

【0041】図3に、空間及び時間における或る時間長さ τ （長さ τ 秒）の間に受信されたいくつかの n 次元複素信号ベクトルを示す。具体的には、垂直方向セグメント56-1～56-6（円形）上の各黒点（ドット）が、時間長さ τ の間の個々のセグメントについての、複素信号ベクトルの成分を表す。このように、6個の成分から構成される互いに異なるベクトルが、セグメント57-1～57- m （ $m \geq 1$ ）の各々についてアンテナ55-1～55-6によって受信される。

【0042】連続する複数の時間長さ τ の間に受信された一連の信号ベクトルを前処理するのに用いる時間シーケンス（順序）を図4に示す。特に、8個の時間長さ τ （矩形で示す）のシーケンスを図4の頂部に示す。シーケンス内の矩形は各々、これらの時間長さのうちの或る特定の時間長さの間に受信された6次元複素ベクトル（例えば図3）の全てを表す。

【0043】或る特定の時間長さ τ の間に受信された複合信号（ベクトル）は、それから6倍に複製されて図4に示すような矩形の縦列が形成される。例えば、第1の時間長さ τ の間に受信された6次元複素ベクトルが6倍に複製され（矩形4.1～4.6を形成）、それぞれ送信アンテナ45-1～45-6（それぞれ図中称呼番号1～6で示す）に連関するように構成される。（尚、図4に例示する矩形の積み重ねは単に受信信号の前処理説明の目的で用いたものであり、これによって本発明が制約されると解釈すべきものではない。）

【0044】そして、空間要素、すなわち送信アンテナ（空間方向（縦座標）に沿った称呼番号1～6で示す）が、図4に示す壁状に配置された矩形のうちの個々の矩形に連関する。この矩形の分割によって空間・時間の分割が得られる。尚又、時間長さ τ は各々、何個の単位時間長さにわたってもよい。又既に述べたように、各空間要素はそれぞれ特定の送信素子45- i に連関する。

【0045】図4中、実線矢印は一連の受信ベクトルが前処理される順序を示し、点線矢印は、左下隅矩形、すなわち矩形4.1で始まる前処理のシーケンスを示す。この前処理は、次に上方に向かって矩形4.2に進み、それから斜線に沿って下向きに矩形4.7へ移動する。後者の矩形に連関するベクトルが前処理され終わると、プロセスは、図に示すように上向きに移動し、矩形4.3で始まる次の矩形シーケンスを前処理してから矩形4.8及び4.9を通して斜線に沿って下向きに移動する。

【0046】それからプロセスは更に、細線の方向矢印（実際には、方向線を順序に並べたもの）で図4中に示

すように、一連の互いに連続する空間・時間層（以下、斜層とも称する）に沿って上向きに移動し、左から右へ移動する。

【0047】矩形ブロックに関連するベクトルを前処理する狙いは、信号成分が相互に干渉し合う結果として発生する干渉を避けることである。このような干渉は、干渉のゼロ化又は差し引き算のいずれかによって信号ベクトルのブロックから除去される。下記するように、斜層内の高い方のレベルの矩形においてゼロ化される干渉は僅かしかない。その理由は、これらの矩形について生じる干渉の多くは前処理の結果として差し引かれるからである。

【0048】下に述べるように、ゼロ化の代わりに、信号対雑音比を最大化する手法も可能である。この場合、用語「雑音」には、相加性白色ガウス雑音だけでなく、まだ差し引かれていない全ての干渉を含む。（以下、 ρ で、いずれかの受信アンテナの空間平均を表す信号対雑音比を意味するものとする。又、送信アンテナの全てにわたって合算された輻射電力は、これら送信アンテナの個数に無関係に一定に保たれるものとする。）

【0049】次に、信号の前処理を図5に詳しく説明する。ここで、前処理ステップは、関連する斜層に沿って上記の仕方で行進する。これら斜層の1つを点線で示す。図中、英字a、b、c、d、e、及びfは各々、符号化された情報のそれぞれ特定のサブストリームに対応し、上記のように、特定の送信アンテナ及び時間長さに関連する。

【0050】説明を簡単且つ分かり易くするために、以下の記述では、点線の斜線で示す第1の斜層「a」全部（完体）について述べる。尚、境界層、すなわち符号化されたデータの全バーストが開始又は終了し且つ6個以上の矩形にわたらないような斜層を含む他の斜層も、同様に扱われる。例えば、それぞれ最初の2個の時間長さの間に生じ送信アンテナ45-1及び45-2に関連する2個の矩形（ブロック）「b」は、矩形「a」の斜層と同様の仕方で行進される。

【0051】尚、斜層「a」（図5に点線で示す）より左方及び下方の斜層は慣らし期間作業の一部を構成し、或る特定の通信路に関連する特定の特性を受信装置が判断するのに用いられる。これらの特性は、前に述べた行列Hの成分を含み、又例えば（a）搬送周波数、（b）最適サンプリング時間、（c）引き続き受信された記号の間の時間、等を含む。

【0052】具体的には、図5から判るように、第1の完全斜層「a」は各々長さ τ を有する6個の時間長さにまたがる。これを、 $a_j\tau(t)$ で表す。ここに、 $j=1, 2, \dots, 6$ であり又、下付記号全体で、その時間長さが始まる時点を示す。斜層「a」より下方の斜層にそれぞれ関連する符号化された記号の、前処理及び復号化手順による検出が成功したと仮定する。他方、斜層

「a」より上方に設置された斜層に関連し斜層「a」の前処理に影響を与える記号は未検出である。

【0053】すなわち、これらの記号はまだ検出されておらず、差し引くことができないので、斜層「a」の前処理に対するそれらの影響（干渉）はゼロ化される。尚、ゼロ化する必要のある干渉は、斜層「a」に関連する6個の時間長さの各々について異なる。その理由は単に、各時間長さ τ 内に存在する未検出の矩形斜層の個数が異なるためである。

【0054】 τ から 2τ にまたがる時間長さ内に存在する斜層で斜層「a」より下方の5個の斜層は既に検出が行われており、称呼番号1〜5のアンテナから送信された信号成分からの干渉は全て差し引きが終わっているの、ここには干渉はない。その結果、第1の時間長さ「a」については、実効的に6重受信ダイバーシチ（多様性）が得られる。すなわち、雑音干渉のない6個の信号成分が最適に線形結合されて、更なる処理に利用される。

【0055】次の、 2τ から 3τ までの時間長さの間には、送信アンテナ45-5に関連する斜層「a」の信号からゼロ化する必要のある干渉発生因子が1個だけ存在する。すなわち、送信アンテナ45-6に関連する上側の斜層「b」である。他の4個の送信アンテナ45-1〜45-4に関連する寄与分は差し引きが終わっている。この1個の干渉発生因子のゼロ化プロセスにおいては、受信信号ベクトルを特徴付ける次元数を1つだけ減少させる。

【0056】同様に、このような干渉発生因子を2個ゼロ化する場合には、受信信号ベクトルを特徴付ける次元数を2つだけ減少させる。以下も同様である。このプロセスが、 6τ までの残りの時間長さに関連する斜層「a」のセグメントについて反復される。その次の時間長さ（ 6τ から 7τ までの間）については、送信アンテナ45-2〜45-6に関連する5個の信号の全てが干渉するので、送信アンテナ45-1に関連する斜層「a」の信号からこれらをゼロ化する必要がある。

【0057】斜層「a」を前処理することから得られた結果が図2の復号器65に供給され、復号器65が、受信記号、したがってこれらの記号によって表されるデータを生成する。上記に続いて、図2の受信装置50が、次に続く矩形の斜層（斜層「b」）（以下同様）を同様の仕方で行進して、得られた結果をマルチプレクサ70に供給する。次いでマルチプレクサ70が、検出されたサブストリームから原始データストリームを再構築する。

【0058】上記のプロセスを図6に流れ図の形で示す。具体的には、ステップ600において、送信装置100からの送信信号の受信に反応して動作を開始後、プロセスがステップ601に進み、ここで3個の変数、 i 、 J 、及び j に関連する値を初期化する。変数 i は上

記斜層の指標付けに、変数 J は斜層の始点アドレスの指標付けに、そして変数 j は或る特定の斜層内の矩形の処理開始時点の指標付けに、それぞれ用いられる。

【0059】次にプロセスはステップ602に進み、ここで、 j 及び ϵ の値を指標とする矩形に対応する受信信号ベクトルをメモリからアンロードする（読み出し）。ここに ϵ は、上に述べたように、矩形の時間長さである。それからプロセスはステップ603に進み、ここで、前に検出された記号からの干渉（もしあれば）を、メモリからアンロードされたベクトルから、上に述べた仕方ですら引き。

【0060】次にプロセスがステップ604において、受信されたがまだ検出されていない記号（すなわち復号化されていない記号）によって賦課される干渉をゼロ化する。（尚、上に述べたように、最大信号対雑音比を求める手法をゼロ化の代わりに用いることもできる。尚又、ステップ603及びステップ604の順序を逆にしてもよい。）

【0061】上記に続いて、ステップ605においてプロセスが、現在の斜層の処理が完了しているかどうかを定める。例えば、或る斜層が6個の矩形から構成されている場合にはプロセスが、 j の値を点検して、6個の矩形の処理が完了しているかどうか、すなわち、 j が $J+5$ に等しいかどうかを判断する。

【0062】もし等しくない場合、ステップ610においてプロセスが、次の矩形を処理するように j の値を1つ増値してステップ602に戻る。もし等しい場合にはプロセスが、現在の斜層内の前処理済み信号の復号化を開始する（ステップ607）。加えてステップ606においてプロセスが、前処理を必要とする斜層の全てについて前処理が完了しているかどうかを点検する。すなわちプロセスが、 J の値を、前処理を必要とする最後の斜層の前処理開始時点を表示する変数値「FINAL」と比較して等しいかどうかを定める。

【0063】もし等しくない、すなわち完了していない場合、ステップ611においてプロセスが、前処理を要する次の矩形斜層を指すように値を増値する。それからステップ609においてプロセスが、その斜層内の第1の矩形（例えば図5の斜層「a」の符号5.1）の開始時点を示すように J の値を設定する。ここでプロセスは又、 J の新しい値によって特定される斜層を形成する矩形を通して循環するように j の値を設定する。プロセスはそれからステップ602に戻って、その斜層内の第1の矩形の前処理を開始する。

【0064】プロセスはステップ607において、前処理段階から受領された前処理済み斜層の内容を復号化し、復号化された記号を、前処理機能（ステップ603）データ用いるためにメモリに格納する。復号化された結果は又、マルチプレクサ段階（ステップ608）に供給され、マルチプレクサ段階においてはいくつもの復

号化された斜層からの復号化ビットを用いて、前に述べた原始ビットストリームを形成する（尚、ステップ607は前処理機能と並行して作動させてもよい）。

【0065】又、もしステップ606において行われた比較の結果両者が等しい、すなわち最後の斜層の前処理が完了している場合、次の信号ストリームが送信装置100から受信されるまで前処理は停止される。

【0066】上記の層状アーキテクチャは弱そうに見えるが、実際にはきわめて強固である。すなわち、各斜層の検出が成功するかどうかはそれより下方の斜層の検出の成功不成功に依る。そして、最後の斜層以外のどの斜層の検出が不成功であっても、それによってそれ以降の全ての斜層の検出がきわめて不成功になりやすいことはある。しかし下の定量的説明から判るように、破損しやすさ（易損性）は一般に重大な問題にはならず、巨大な容量が利用可能な場合には特にそうである。

【0067】上に述べたように又図7からも判るように、本発明によれば巨大な容量が得られるので、この容量の一部分を、バーストデータ通信モードを用いるシステムにおける誤り発生率の確率を低く保つために利用し得るものであることを、本発明者は認識している。したがって、本発明の易損性は論点とはならない。

【0068】詳しくは、「ERROR」を、理由を問わずパケット（長バースト）が少なくとも1つの誤りを有するようなイベントを表すものとする。もし1つの「ERROR」イベントが生じた場合、このイベントは2つの互いに素のイベントに分解される。これを式で表すと次のようになる。

$$\text{「ERROR」} = \text{「ERROR}_{\text{nonsupp}}\text{」} \cup \text{「ERROR}_{\text{supp}}\text{」}$$

【0069】用語「ERROR_{nonsupp}」は、例えもし下方の全ての斜層から干渉を完全に除去することによって受信処理を強化できるようないわゆる「精霊」の助けが得られたとしても、単に通信路実現状態が、必要なビット誤り率（BER）をサポートしないことを意味する。用語「ERROR_{supp}」は、残りの「ERROR」イベントを意味する。

【0070】もし望むシステム事故率が1%で、パケットサイズ（ペイロード）が10,000ビットである場合、ビット誤り率は 10^{-7} を超えてはならない。しかし、本発明によって得られる巨大通信容量の一部（すなわち、余裕容量）を用いればこれよりも例えば少なくとも1桁低いビット誤り率を達成することができる。 $10^4 \times 10^{-8} = 10^{-4}$ であるので、 10^4 個のパケットのうち約1個のパケットが誤りを含有する。

【0071】このビット誤りの数値は、誤りのあるこのようなパケット内の全てのビットを呼び出すことによって膨張する。しかし、これらの誤りパケットを事故率に連関させても、「ERROR_{nonsupp}」発生率の確率に比較して小さな確率にしかならないので、このような膨張

による誇張は無害である。

【0072】その上、このように容量が巨大な場合には、「もし誤りが生じた場合にはそのシステムは事故率発生状態にあると考えられる」と結論付けるような贅沢さが得られる。逆に、もし事故率発生状態にないない場合には、そのシステムは誤りなしの通信を提供しているといえる。

【0073】 n 次元の信号の1次元符号化／復号化の手法を用いて本発明によって達成される通信路容量が前に述べたシャノンの容量に非常に近くなるという事実を、以下に線形代数及び確立理論を用いて実証する。

【0074】具体的に、 H_j ($1 \leq j \leq n$) が、 $H = (H_1, H_2, \dots, H_n)$ となるように左から右へ順序付けた行列 H の n 個の列を表すものとする。 $1 \leq k \leq n+1$ であるような k の各々について、 $H_{[k,n]}$ が、 $k \leq j \leq n$ を満足させる列ベクトルのまたがるベース空間を表すものとする。 $k = n+1$ の場合にはこのような列ベクトルは存在しないので、空間 $H_{[n+1,n]}$ は単にゼロ空間である。

【0075】尚、行列 H のエントリの結合密度は球面対称(複素) n^2 次元のガウス値である。その場合、確率1では、 $H_{[k,n]}$ は、 $(n-k+1)$ 次元である。更に、確率1では、 $H_{[k,n]}$ に垂直なベクトルの空間 ($H_{[k,n]}$ と称する) は $(k-1)$ 次元である。 $j = 1, 2, \dots, n$ について、 η_j を、サブ空間 $H_{[j+1,n]}$ への H_j の射影、と定義する。次に説明するように、確率1で、各 η_j は本質的に、iid $N(0, 1)$ 成分を有する複素 j 次元ベクトルである (η_n はまさに H_n である)。

【0076】厳密にいうと η_j は n 次元であるが、正規直交基の η_j では第1基のベクトルは $H_{[j+1,n]}$ にまたがるベクトルであり、残りは $H_{[j+1,n]}$ にまたがるベクトルである。したがって、 η_j の最初の j 個の成分はiid 複素ガウス値であり、残りの成分は全てゼロである。

【0077】このような射影を、 $\eta_n, \eta_{n-1}, \dots, \eta_1$ の順に置くと、「 $n \times (n+1)/2$ 」個のゼロでない成分の全体が全てiid 基準複素ガウス値であることは明らかである。その結果、2乗長さを順序に並べたシーケンスは、 $2n, 2(n-1), \dots, 2$ 度の自由度を有する統計的に独立のカイ2乗変量である。本発明者の選択した正規化手法では、 η_j の2乗長さの平均は j である。

【0078】図5を参照して説明すると、斜層「a」に対する6個の時間長さの各々について、それぞれ異なる個数の干渉発生因子をゼロ化する必要がある。本発明者は、6個の時間長さの各々に対して、対応する仮定システムの容量をあたかも相加性干渉状態が常に存在するかのように表す。

【0079】第1の時間長さについては、下方の5個の

斜層での検出が既に行われており送信アンテナ(称呼番号1~5)から送信された信号成分からの全ての干渉が差し引かれているので、干渉は存在しない。その結果、第1の時間長さに対して実効的に6重受信ダイバーシチがある。もし干渉が存在しないのが常であるとした場合、容量は $C = 1 \log_2 [1 + (\rho/6) \times \chi_{10}^2]$ bps/Hz となろう。

【0080】次の時間長さの間は、他の4個、すなわち送信アンテナ(称呼番号1~4)からの信号からの干渉が差し引かれているので、1個の干渉が存在する。このようなレベルの干渉が主として存在するようなシステムにおいては、容量は $C = 1 \log_2 [1 + (\rho/6) \times \chi_{10}^2]$ bps/Hz となろう。

【0081】干渉ゼロ化のプロセスによって、カイ二乗の下付添え字の数字が減少する (χ_{10}^2 の代わりに χ_{10}^2 となる)。最後の6番目の時間長さに到達するまでこのプロセスが反復される。ここでは他のアンテナからの信号5個の全てが干渉するので、対応する容量 $C = 1 \log_2 [1 + (\rho/6) \times \chi_2^2]$ bps/Hz を得るためにゼロ化する必要がある。

【0082】6個の送信アンテナ素子によって輻射される信号はそれぞれ異なる H_j を増加させるので、6個の χ_2^2 変量は、上に述べた理由から統計的に互いに独立である。これらの6個の状態にわたってそれぞれ等しい時間長さ τ を費やして循環するシステムに対して、その容量は次の式で与えられる。

【数4】

$$C = 1/6 \sum_{k=1}^6 \log_2 [1 + (\rho/6) \times \chi_{2k}^2] \text{ bps/Hz}$$

【0083】もし例えば、システム内に χ_{2k}^2 ($k = 1, 2, \dots, 6$) の同じ実現状態をそれぞれ有するこのような6個のシステムが並行して運転中の場合、容量は前の6重合算で与えられる容量の6倍になり、次の式で与えられる。

【数5】

$$C = \sum_{k=1}^6 \log_2 [1 + (\rho/6) \times \chi_{2k}^2] \text{ bps/Hz}$$

【0084】この場合、図5に示すように、6番目の斜層ごとに斜層「a」があるので、多数の記号の範囲内にある。したがって、上の式は6個の送信アンテナ素子と6個の受信アンテナ素子とを有するシステム(6, 6)についての層状アーキテクチャの容量を与える式である。そして明らかに、多数の記号の範囲内において、システム(n, n)の容量は次の式で与えられる。

【数6】

$$C = \sum_{k=1}^n \log_2 [1 + (\rho/n) \times \chi_{2k}^2] \text{ bps/Hz}$$

【0085】図7に、上記の導出の結果を、システム容量とアンテナ素子の個数とを縦横各軸に取った線図で示す。図7において、太線（例えば7a, 7b, 7c, 7d及び7e）は、異なる信号対雑音比に対するシャノンの容量を示す。細線（例えば8a, 8b, 8c, 8d及び8e）は上の式を用いて生成されたもので、本発明の空間・時間アーキテクチャを用いるとともに、ゼロ化手法（最大信号対雑音比を求める手法でなく）を用いるシステムによって達成される容量を示す。

【0086】同図から、計算による容量が、高い信号対雑音比においてシャノンの容量に近づくことが判る。例えば、8b及び7bの容量線図で平均信号対雑音比が18、アンテナ個数 $n=30$ の場合を比較すると、本発明の容量は135bps/Hzで、シャノンの限界容量は141bps/Hzである。このように同図は、本発明がシャノンの容量に近い容量を得られるので有利である（そして、それが1次元符号化／復号化手法を用いて得られる）という事実を例示している。

【0087】ゼロ化手法の代わりに最大信号対雑音比を求める手法を用いるアーキテクチャではこれよりもよい結果が得られる。このことは、平均信号対雑音比が低い場合に特にそうである。

【0088】上記は単に本発明の原理を例示したに過ぎず、この技術分野の当業者であれば、ここに明示されていないが本発明の精神及び範囲内にある原理を実現するような種々の配置例を考えることが可能である。例えば、本発明のアーキテクチャはいわゆる「漏洩フィード」の用途にすぐに適用できる。通常の漏洩フィード方式の送信装置現場環境と異なり、本発明の現場環境は、多素子アレイとなる。

【0089】これとは別に、並行処理方式を用いてベクトルの前処理及び復号化を強化することもできる。3個の並行処理器を用いるシステムを採用すれば、1個の斜層、例えば斜層「a」を3個のサブ層に分割することによって、処理を3倍強化することが可能である。この場合、3個の並行処理器がサブ層のうちのそれぞれの層を受け持つことになる。このような処理には、前処理も符号化も含まれる。

【0090】別の例として、上に述べたように、上記のゼロ化手法を、信号対雑音比を最適化する周知の手法に置き換えることもできる。この場合の「雑音」には、相加性白色ガウス雑音だけでなく処理中の受信信号ベクトルからまだ差し引かれていない干渉分の全てを含む。信号対雑音比における信号は、特定の前処理段階において望むアンテナによって送信された信号を意味する。

【0091】尚、信号対雑音比が例えば17dBのように大きい場合、ゼロ化のほうが望ましい。他方、信号対雑音比が例えば3dBのように小さい場合には、信号対雑音比最大化の手法が好ましい。その上、上記のアーキテクチャは、ビット・サブストリームの符号化に際し、

効率のよい1-Dコードを用いるのが望ましい。効率のよい1-Dコードとは例えば上記の斜層構造によく適合するようなブロックコードである（この場合1個の矩形斜層が1個の符号化ブロックに対応する）。

【0092】一見したところでは、畳み込みコードは層状構造には受け入れ難いように思えるが、そうではない。実は、畳み込み構造は並行処理アーキテクチャによく適合するのである。

【0093】更に、いわゆる判定深さ要件を満足する限り、並行処理と畳み込みコードとの組み合わせを用いて、隣接する斜層を同時に復号化することができる。その場合、異なる並行処理器の検出プロセスを時間的にずらせて行い、各斜層の復号化が、その特定の復号化に必要な干渉の検出が既に行われその干渉が差し引かれた後にのみ行われるようにする必要がある。

【0094】畳み込み符号化を用いた結果得られる長所は、相加性白色ガウス雑音の分散における周期的変化に効果的に対処できることである。例えば、サブブロック当たり5個の記号があり、送信装置が6個のアンテナを有すると仮定する。又、いくつもの、例えば30個の、互いに連続する時間長さにわたるサブブロックの送信に用いられる送信アンテナのシーケンス（処理順序）を、666665555544444333332222211111と、仮定する。

【0095】大抵の場合、番号6のアンテナから送信される記号が受けやすい干渉の量は最も少なく、したがって誤りに対する保護の必要性も最も少ない傾向にある。

【0096】番号5の送信アンテナから送信された記号は一般に、番号6よりも多い量の干渉（1個の干渉）を受けやすく、したがって誤りに対する保護をより多く必要とする傾向にある。以下も同様である。したがって、番号1の送信アンテナから送信された記号は一般に、最も多くの量の干渉（5個の干渉）を受けやすく、したがって誤りに対する保護を最も多く必要とする傾向にある。尚、「傾向にある」という表現を用いた理由は、雑音、干渉レベル、及び通信路実現状態が全て、無作為変数だからである。

【0097】畳み込みコードを復号化する際に、遭遇する干渉量の最も少ない記号（保護記号）、例えば番号5の送信アンテナから送信された記号と、遭遇する干渉量の最も多い記号（被保護記号）、例えば番号1の送信アンテナから送信された記号とを対にすることによって記号の検出を速めることができる。

【0098】例えば、上記の送信アンテナのシーケンスを、616161616152525252524343434343に置き換えることによって処理速度が改善される。このシーケンスを実行する場合の符号化（復号化）は、符号化（復号化）プロセスにおける順方向な置換（逆方向置換）によって行われる。

【0099】

【発明の効果】以上述べたごとく、本発明によれば、デジタル無線通信システムにおいてn次元システムを同一容量（処理能力）のn個の1次元システムに分解して信号間の干渉除去処理を行うようにしたので、従来の技術では多くてもせいぜいシャノンの限界値から1桁又は2桁下の値までしか得られなかったデータ伝送ビットレートを、シャノンの限界値に極めて近い値まで高めることが可能となる。したがって、デジタル無線通信関連システム及びその運用が改善される。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例である無線送信装置及び受信装置のブロック図である。

【図2】図1の無線受信装置のより詳細なブロック図である。

【図3】特定の時間長さの間に図1の受信装置において受信されたいくつものn次元の複素信号ベクトル間の時間・空間関係を示す説明図である。

【図4】一連の受信された信号ベクトルを前処理する順序を示す説明図である。

【図5】一連の受信された信号ベクトルを前処理する順序を示す説明図である。

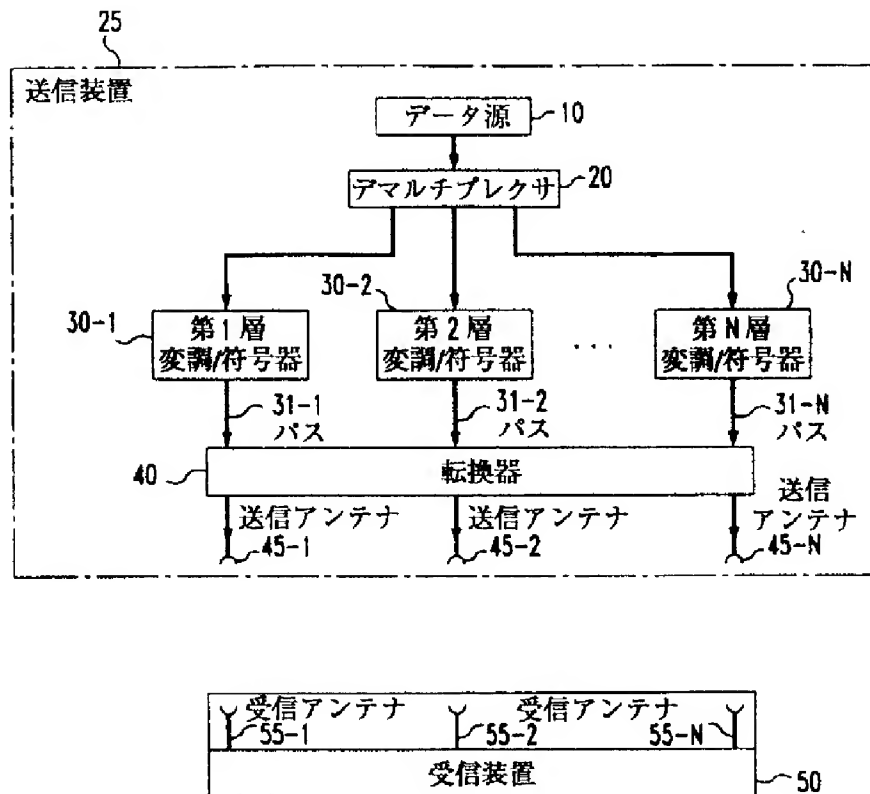
【図6】図1のシステムにて本発明の原理を実現するプログラムの流れ図である。

【図7】本発明に基づいて得られる種々のビットレート容量（bps/Hz）を対応するシャノン限界値と対比する線図である。

【符号の説明】

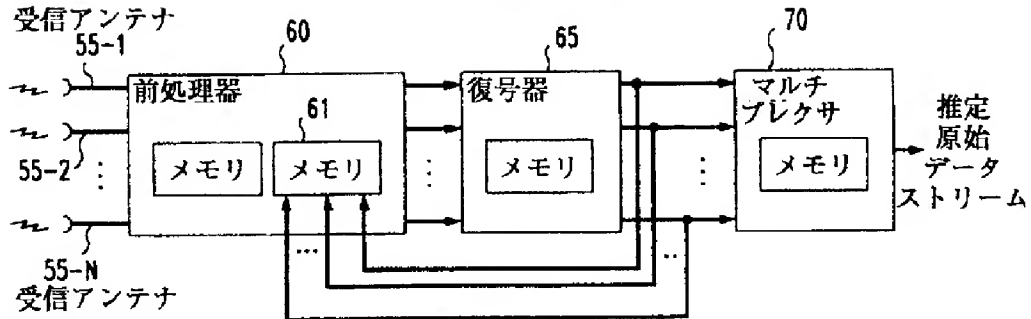
- 10 データ源
- 20 デマルチプレクサ（多重情報分離器）
- 25 送信装置
- 30-1～30-N 変調／符号器
- 31-1～31-N バス
- 40 転換器
- 45-1～45-N 送信アンテナ
- 50 受信装置
- 55-1～55-N 受信アンテナ
- 56-1～56-6 垂直方向セグメント
- 57-1～57-m セグメント
- 60 前処理器
- 61 メモリ
- 65 復号器
- 70 マルチプレクサ（多重化器）

【図1】

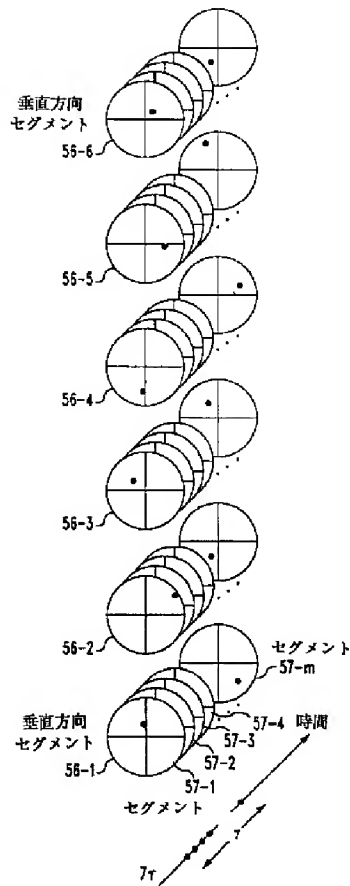


【図2】

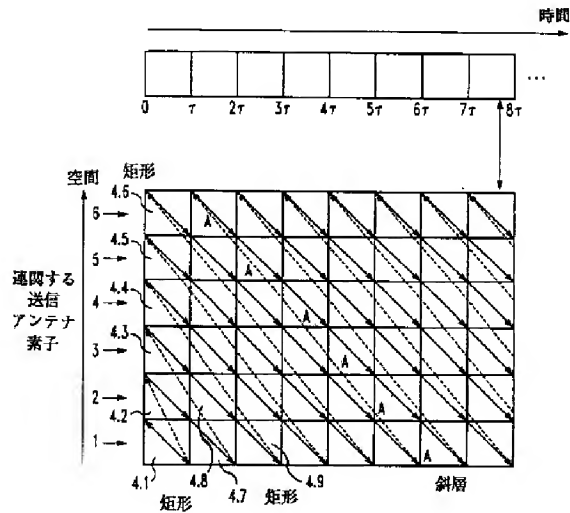
50 受信装置



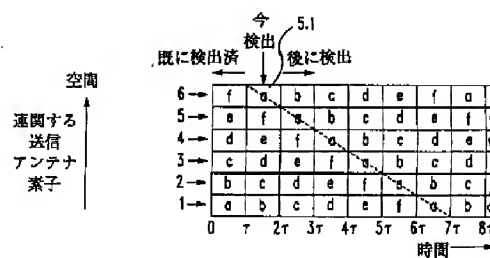
【図3】



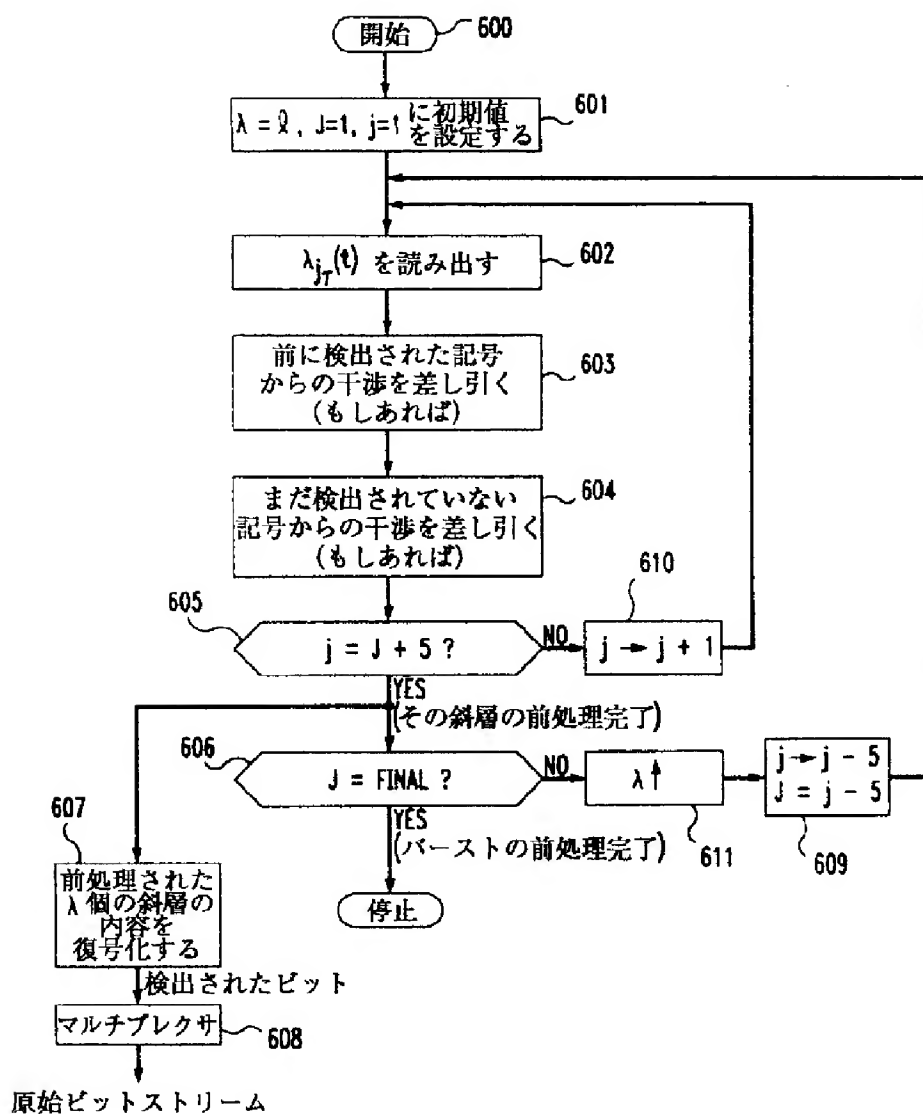
【図4】



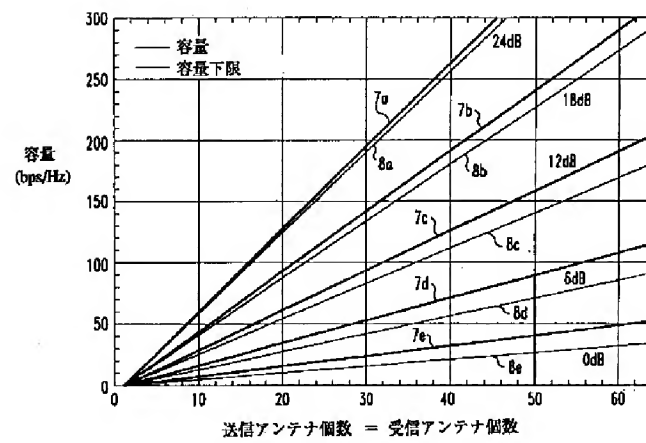
【図5】



【例6】



【図7】



フロントページの続き

(71)出願人 596077259

600 Mountain Avenue,
Murray Hill, New Je
rsey 07974-0636 U. S. A.

CLEANING DEVICE FOR SEAL SURFACE OF CATHODE-RAY TUBE PANEL

Publication number: JP1132027 (A)

Publication date: 1989-05-24

Inventor(s): TAGUCHI TETSUJI *

Applicant(s): TOSHIBA CORP *

Classification:

- **international:** *H01J9/38; H01J9/46; H01J9/00; H01J9/38; (IPC1-7): H01J9/38; H01J9/46*

- **European:**

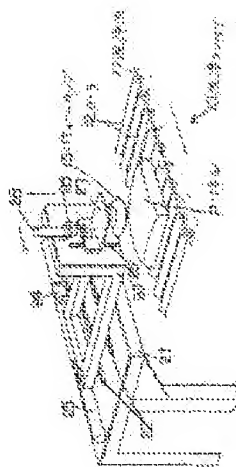
Application number: JP19870289695 19871117

Priority number(s): JP19870289695 19871117

Abstract of JP 1132027 (A)

PURPOSE: To improve cleaning effect of a panel seal surface by arranging a vacuum cup above a cleaning conveyor, holding the panel with the vacuum cup, and rubbing the panel seal surface with rollers wetted with cleaning liquid.

CONSTITUTION: A vacuum cup 15 is lowered relative to the surface of a panel P supported with conveying and cleaning rollers 12 of a cleaning conveyor 13. While sucking the panel P with the vacuum cup 15, a seal surface of the panel P is pressed against the rollers 12 by means of a specified load. Under this condition, the seal surface of the panel P is rubbed with rollers 12 by reciprocating the vacuum cup 15 in both same and opposite directions of the conveyor while rotating the rollers 12. This makes it possible to effectively clean the seal surface of the panel P.



.....
Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

⑫ 公開特許公報(A) 平1-132027

⑬ Int.Cl.⁴H 01 J 9/38
9/46

識別記号

庁内整理番号

A-6680-5C
A-6680-5C

⑭ 公開 平成1年(1989)5月24日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全4頁)

⑮ 発明の名称 陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置

⑯ 特 願 昭62-289695

⑰ 出 願 昭62(1987)11月17日

⑱ 発 明 者 田 口 哲 司 兵庫県姫路市余部区上余部50番地 株式会社東芝姫路工場内

⑲ 出 願 人 株 式 会 社 東 芝 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

⑳ 代 理 人 弁理士 樺 沢 襄 外3名

明 細 書 (2)

1. 発明の名称

陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置

2. 特許請求の範囲

(1) 陰極線管の製造工程において、パネルのシール面を洗浄する陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置であって、

パネルのシール面を支持して搬送するとともにパネルのシール面を洗浄する複数の搬送用及び洗浄用のローラを並設した洗浄コンベアと、

この洗浄コンベアの上方に昇降可能に形成されかつこの洗浄コンベアの搬送方向と同方向及び逆方向に移動可能に形成され上記パネルの表面を吸引するバキュームカップとを

具備したことを特徴とする陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置。

(2) 上記洗浄コンベアのローラは、その下側部を洗浄液に浸漬したことを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置。

(3) 上記洗浄コンベアのローラは、洗浄液を含浸したことを特徴とする特許請求の範囲第1項または第2項記載の陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置。

3. 発明の詳細な説明

(発明の目的)

(産業上の利用分野)

本発明は、陰極線管の製造に際して、ファンネルに対してシールするパネルのシール面を洗浄する陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置に関するものである。

(従来の技術)

陰極線管たとえばカラーブラウン管の製造に際しては、ファンネルとともにバルブを構成するパネルの内面に、黒色の光吸収ストライプ、赤、緑及び青の3色の蛍光体ストライプやこれらの上に平滑な面を得るために形成したフィルム層等から成る蛍光面を形成した後、このパネルとファンネルを封着する(気密状に一体化する)前に、ファンネルに対して封着するパネルのシール面に付

着した黒色のアクアダグ、赤、緑及び青の3色の蛍光体を洗浄する必要がある。

そのため、従来は、第3図に示すように、薬液や純水等の洗浄液の入った複数の洗浄液槽1の上部に、ローラ2を並設した洗浄コンベア3を設け、この洗浄コンベア3のローラ2の下側部を洗浄液槽1内の洗浄液に浸漬しておき、この洗浄コンベア3のローラ2にパネルPのシール面を支持してローラ2の回転によりパネルPを搬送し、搬送とともにパネルPのシール面に洗浄液が付着したローラ2を接触させることによって、パネルPのシール面を洗浄していた。

(発明が解決しようとする問題点)

上述した従来の装置の場合、パネルPのシール面に洗浄液が付着したローラ2を単純に接触させるだけなので、洗浄効果が低く、パネルPのシール面に汚れが残ることがあり、後の工程で、パネルPとファンネルを封着し、パネルPとファンネルから成るバルブのネック部に電子銃を封止し、バルブ内の排気を行なった際に、パネルPのシ-

ール面の汚れが原因で封着が不十分となっていたバルブが爆縮するという不良が発生することがあった。

なお、このバルブの爆縮の原因としては、ファンネルのシール面の汚れもあるが、ファンネルの内面にはインナーダグを塗布するだけなので、ファンネルのシール面に汚れが残ることはほとんど無く、パネルPのシール面の汚れが爆縮の原因と考えられる。

本発明は、このような点に鑑み成されたもので、パネルPのシール面の洗浄を効果的に行なうことを目的とするものである。

(発明の構成)

(問題点を解決するための手段)

本発明は、陰極線管の製造工程において、パネルのシール面を洗浄する陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置に関するものであって、パネルのシール面を支持して搬送するとともにパネルのシール面を洗浄する複数の搬送用及び洗浄用のローラを並設した洗浄コンベアと、この洗浄コンベ-

アの上方に昇降可能に形成されかつこの洗浄コンベアの搬送方向と同方向及び逆方向に移動可能に形成され上記パネルの表面を吸引するバキュームカップとを具備したものである。

(作用)

本発明の陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置は、洗浄コンベアの搬送用及び洗浄用のローラに支持したパネルの表面に対してバキュームカップを下降し、このバキュームカップでパネルを吸着するとともに、パネルのシール面をローラに対して所定の荷重で当接させ、この状態で、ローラを回転させるとともに、バキュームカップをローラによる搬送方向と同方向及び逆方向に進退させ、パネルのシール面をローラで擦るものである。

(実施例)

本発明の陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置の一実施例を第1図及び第2図を参照して説明する。

第1図及び第2図に示すように、本発明の装置も、第3図に示した従来の装置と同様に、薬液

や純水等の洗浄液11の入った図示しない複数の洗浄液槽の上部に、複数の搬送用及び洗浄用のローラ12を軸架並設した洗浄コンベア13を設け、この洗浄コンベア13のローラ12の下側部を洗浄液槽内の洗浄液11に浸漬しておき、この洗浄コンベア13のローラ12にパネルPのシール面を支持してローラ12の図示反時計方向の回転によりパネルPを図示左方に搬送し、パネルPのシール面を洗浄液が付着したローラ12で洗浄するもので、ローラ12はスポンジで形成され、洗浄液11を含浸するようになっている。

そして、本発明では、上記洗浄コンベア13の上方にバキュームカップ15を配設し、このバキュームカップ15によって、パネルPを保持し、パネルPのシール面を洗浄液11を含浸したローラ12で擦るようにしている。

すなわち、複数の図示しない洗浄液槽のそれぞれに対応して洗浄コンベア13の一方に架台21を設け、この架台21上にレール22を介して移動枠23を洗浄コンベア13のローラ12による搬送方向と

同方向及び逆方向に移動自在に支持するとともに、この移動棒23を一对のエアシリンダ24、25でレール22に沿って移動するように形成し、さらに、この移動棒23にレール26を介して昇降棒27を洗浄コンベア13に対して昇降自在に支持するとともに、この昇降棒27をエアシリンダ28でレール26に沿って昇降するように形成し、この昇降棒27に上記バキュームカップ15を支持してある。

そうして、この構成によって、所定のインデックスタイムで洗浄コンベア13によって各洗浄液槽の上部を間歇搬送されるパネルPが各洗浄液槽の上部において静止する間を利用し、エアシリンダ28で昇降棒27を下降し、バキュームカップ15を所定の圧力でパネルPの表面に当接させてパネルPのシール面を所定の荷重でローラ12に当接させるとともに、バキュームカップ15でパネルPの表面を吸着し、この状態で、洗浄コンベア13のローラ12を再び図示反時計方向に回転するとともに、エアシリンダ24、25で移動棒23を洗浄コンベア13のローラ12による搬送方向と同方向及び逆方向に

進退移動し、これによって、パネルPのシール面を洗浄液11を含浸したローラ12で擦るようになっており、この進退動作を所定の回数行なった後、パネルPがエアシリンダ24、25で進退動作の開始前の原点位置に戻って停止し、この後、バキュームカップ15がパネルPの吸着を解除し、ついで、エアシリンダ28で昇降棒27が上昇して、バキュームカップ15がパネルPから離れた後、所定のインデックスタイムにしたがって、洗浄コンベア13のローラ12が駆動し、パネルPが次の洗浄液槽の上部に搬送され、次の洗浄液槽の上部で静止すると、再び同じ動作が行なわれる。

したがって、パネルPのシール面を効果的に洗浄することができ、後の工程で、パネルPとファンネルを封着し、パネルPとファンネルから成るバルブのネック部に電子銃を封止し、バルブ内の排気を行なった際に、パネルPのシール面の汚れが原因で封着が不十分になっていたバルブが爆縮するという不良の発生を防止することができ、不良率を0.1%減らすことができた。

なお、パネルPの洗浄に際して、この実施例では、重量16kg程度のパネルPの場合、18kg程度の荷重でローラ12に当接させ、また、直径が90mmのローラ12を用い、ローラ12を11rpm強で回転させ、パネルPの進退距離を240mm、パネルPの進退速度を0.24m/sec、パネルPの進退回数を1回とした。

そして、この洗浄に際しての、パネルPの荷重、ローラ12の回転速度、パネルPの進退回数等は、変えることができ、たとえば、大きなパネルPの場合には、ローラ12の回転を速くし、小さなパネルPの場合には、ローラ12の回転を遅くすることができ、さらに、この制御をシーケンサで行ない、プログラムにより、洗浄コンベア13の始端部にパネルPが搬入されたときから、パネルPの大きさ等をデータとして残しておき、各洗浄液槽において、そのパネルPが到着したとき、そのデータにより、パネルPを最適の条件で洗浄することができる。

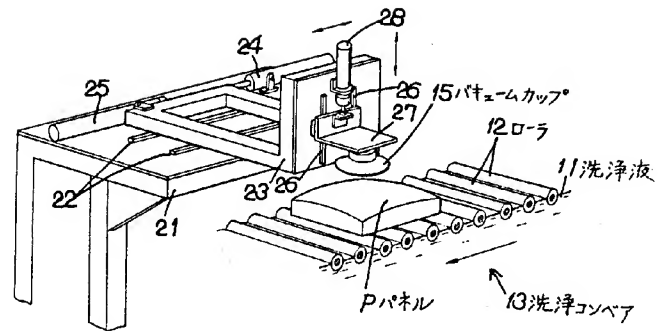
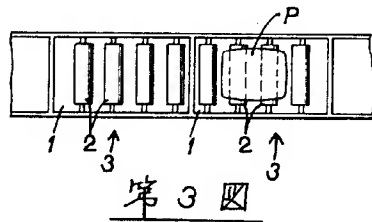
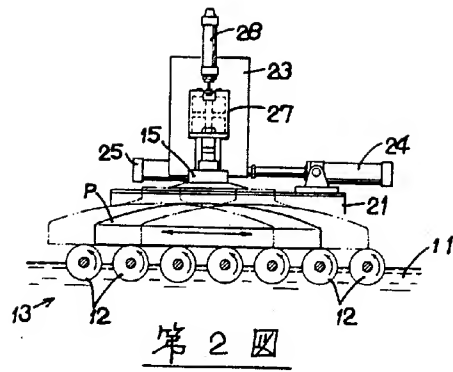
(発明の効果)

本発明によれば、洗浄コンベアの搬送用及び洗浄用のローラに支持したパネルの表面に対してバキュームカップを下降し、このバキュームカップでパネルを吸着するとともに、パネルのシール面をローラに対して所定の荷重で当接させ、この状態で、ローラを回転させるとともに、バキュームカップをローラによる搬送方向と同方向及び逆方向に進退させ、パネルのシール面をローラで擦ることができるので、パネルのシール面を効果的に洗浄することができ、前の工程でパネルのシール面に付着したダグや蛍光体をきれいに落とすことができ、後の工程で、バルブの排気を行なった際にバルブが爆縮する不良を減らすことができる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置の一実施例を示す斜視図、第2図はその側面図、第3図は従来の装置の平面図である。

P・・・パネル、11・・・洗浄液、12・・・ローラ、13・・・洗浄コンベア、15・・・バキュームカップ。



⑫ 公開特許公報(A)

平1-132027

⑬ Int.Cl.⁴H 01 J 9/38
9/46

識別記号

庁内整理番号

A-6680-5C
A-6680-5C

⑭ 公開 平成1年(1989)5月24日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全4頁)

⑮ 発明の名称 陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置

⑯ 特 願 昭62-289695

⑰ 出 願 昭62(1987)11月17日

⑱ 発 明 者 田 口 哲 司 兵庫県姫路市余部区上余部50番地 株式会社東芝姫路工場
内

⑲ 出 願 人 株 式 会 社 東 芝 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

⑳ 代 理 人 弁理士 樺 沢 襄 外3名

明 細 書 (2)

1. 発明の名称

陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置

2. 特許請求の範囲

(1) 陰極線管の製造工程において、パネルのシール面を洗浄する陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置であって、

パネルのシール面を支持して搬送するとともにパネルのシール面を洗浄する複数の搬送用及び洗浄用のローラを並設した洗浄コンベアと、

この洗浄コンベアの上方に昇降可能に形成されかつこの洗浄コンベアの搬送方向と同方向及び逆方向に移動可能に形成され上記パネルの表面を吸引するバキュームカップとを

具備したことを特徴とする陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置。

(2) 上記洗浄コンベアのローラは、その下側部を洗浄液に浸漬したことを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置。

(3) 上記洗浄コンベアのローラは、洗浄液を含浸したことを特徴とする特許請求の範囲第1項または第2項記載の陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置。

3. 発明の詳細な説明

(発明の目的)

(産業上の利用分野)

本発明は、陰極線管の製造に際して、ファンネルに対してシールするパネルのシール面を洗浄する陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置に関するものである。

(従来の技術)

陰極線管たとえばカラーブラウン管の製造に際しては、ファンネルとともにバルブを構成するパネルの内面に、黒色の光吸収ストライプ、赤、緑及び青の3色の蛍光体ストライプやこれらの上に平滑な面を得るために形成したフィルム層等から成る蛍光面を形成した後、このパネルとファンネルを封着する(気密状に一体化する)前に、ファンネルに対して封着するパネルのシール面に付

着した黒色のアクアダグ、赤、緑及び青の3色の蛍光体を洗浄する必要がある。

そのため、従来は、第3図に示すように、薬液や純水等の洗浄液の入った複数の洗浄液槽1の上部に、ローラ2を並設した洗浄コンベア3を設け、この洗浄コンベア3のローラ2の下側部を洗浄液槽1内の洗浄液に浸漬しておき、この洗浄コンベア3のローラ2にパネルPのシール面を支持してローラ2の回転によりパネルPを搬送し、搬送とともにパネルPのシール面に洗浄液が付着したローラ2を接触させることによって、パネルPのシール面を洗浄していた。

(発明が解決しようとする問題点)

上述した従来の装置の場合、パネルPのシール面に洗浄液が付着したローラ2を単純に接触させるだけなので、洗浄効果が低く、パネルPのシール面に汚れが残ることがあり、後の工程で、パネルPとファンネルを封着し、パネルPとファンネルから成るバルブのネック部に電子銃を封止し、バルブ内の排気を行なった際に、パネルPのシ-

アの上方に昇降可能に形成されかつこの洗浄コンベアの搬送方向と同方向及び逆方向に移動可能に形成され上記パネルの表面を吸引するバキュームカップとを具備したものである。

(作用)

本発明の陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置は、洗浄コンベアの搬送用及び洗浄用のローラに支持したパネルの表面に対してバキュームカップを下降し、このバキュームカップでパネルを吸着するとともに、パネルのシール面をローラに対して所定の荷重で当接させ、この状態で、ローラを回転させるとともに、バキュームカップをローラによる搬送方向と同方向及び逆方向に進退させ、パネルのシール面をローラで擦るものである。

(実施例)

本発明の陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置の一実施例を第1図及び第2図を参照して説明する。

第1図及び第2図に示すように、本発明の装置も、第3図に示した従来の装置と同様に、薬液

ル面の汚れが原因で封着が不十分となっていたバルブが爆縮するという不良が発生することがあった。

なお、このバルブの爆縮の原因としては、ファンネルのシール面の汚れもあるが、ファンネルの内面にはインナーダグを塗布するだけなので、ファンネルのシール面に汚れが残ることはほとんど無く、パネルPのシール面の汚れが爆縮の原因と考えられる。

本発明は、このような点に鑑み成されたもので、パネルPのシール面の洗浄を効果的に行なうことを目的とするものである。

(発明の構成)

(問題点を解決するための手段)

本発明は、陰極線管の製造工程において、パネルのシール面を洗浄する陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置に関するものであって、パネルのシール面を支持して搬送するとともにパネルのシール面を洗浄する複数の搬送用及び洗浄用のローラを並設した洗浄コンベアと、この洗浄コンベ-

アや純水等の洗浄液11の入った図示しない複数の洗浄液槽の上部に、複数の搬送用及び洗浄用のローラ12を軸架並設した洗浄コンベア13を設け、この洗浄コンベア13のローラ12の下側部を洗浄液槽内の洗浄液11に浸漬しておき、この洗浄コンベア13のローラ12にパネルPのシール面を支持してローラ12の図示反時計方向の回転によりパネルPを図示左方に搬送し、パネルPのシール面を洗浄液が付着したローラ12で洗浄するもので、ローラ12はスポンジで形成され、洗浄液11を含浸するようになっている。

そして、本発明では、上記洗浄コンベア13の上方にバキュームカップ15を配設し、このバキュームカップ15によって、パネルPを保持し、パネルPのシール面を洗浄液11を含浸したローラ12で擦るようにしている。

すなわち、複数の図示しない洗浄液槽のそれぞれに対応して洗浄コンベア13の一方側に架台21を設け、この架台21上にレール22を介して移動枠23を洗浄コンベア13のローラ12による搬送方向と

同方向及び逆方向に移動自在に支持するとともに、この移動棒23を一对のエアシリンダ24、25でレール22に沿って移動するように形成し、さらに、この移動棒23にレール26を介して昇降棒27を洗浄コンベア13に対して昇降自在に支持するとともに、この昇降棒27をエアシリンダ28でレール26に沿って昇降するように形成し、この昇降棒27に上記バキュームカップ15を支持してある。

そうして、この構成によって、所定のインデックスタイムで洗浄コンベア13によって各洗浄液槽の上部を間歇搬送されるパネルPが各洗浄液槽の上部において静止する間を利用し、エアシリンダ28で昇降棒27を下降し、バキュームカップ15を所定の圧力でパネルPの表面に当接させてパネルPのシール面を所定の荷重でローラ12に当接させるとともに、バキュームカップ15でパネルPの表面を吸着し、この状態で、洗浄コンベア13のローラ12を再び図示反時計方向に回転するとともに、エアシリンダ24、25で移動棒23を洗浄コンベア13のローラ12による搬送方向と同方向及び逆方向に

進退移動し、これによって、パネルPのシール面を洗浄液11を含浸したローラ12で擦るようになっており、この進退動作を所定の回数行なった後、パネルPがエアシリンダ24、25で進退動作の開始前の原点位置に戻って停止し、この後、バキュームカップ15がパネルPの吸着を解除し、ついで、エアシリンダ28で昇降棒27が上昇して、バキュームカップ15がパネルPから離れた後、所定のインデックスタイムにしたがって、洗浄コンベア13のローラ12が駆動し、パネルPが次の洗浄液槽の上部に搬送され、次の洗浄液槽の上部で静止すると、再び同じ動作が行なわれる。

したがって、パネルPのシール面を効果的に洗浄することができ、後の工程で、パネルPとファンネルを封着し、パネルPとファンネルから成るバルブのネック部に電子銃を封止し、バルブ内の排気を行なった際に、パネルPのシール面の汚れが原因で封着が不十分になっていたバルブが爆発するという不良の発生を防止することができ、不良率を0.1%減らすことができた。

なお、パネルPの洗浄に際して、この実施例では、重量16kg程度のパネルPの場合、18kg程度の荷重でローラ12に当接させ、また、直径が90mmのローラ12を用い、ローラ12を11rpm強で回転させ、パネルPの進退距離を240mm、パネルPの進退速度を0.24m/sec、パネルPの進退回数を1回とした。

そして、この洗浄に際しての、パネルPの荷重、ローラ12の回転速度、パネルPの進退回数等は、変えることができ、たとえば、大きなパネルPの場合には、ローラ12の回転を速くし、小さなパネルPの場合には、ローラ12の回転を遅くすることができ、さらに、この制御をシーケンサで行ない、プログラムにより、洗浄コンベア13の始端部にパネルPが搬入されたときから、パネルPの大きさ等をデータとして残しておき、各洗浄液槽において、そのパネルPが到着したとき、そのデータにより、パネルPを最適の条件で洗浄することができる。

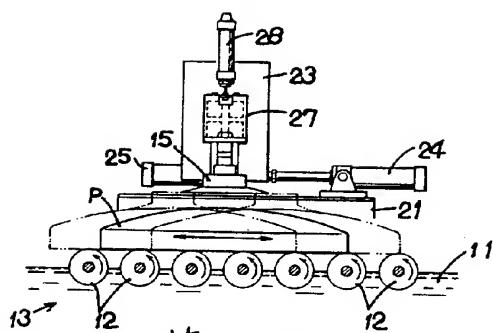
(発明の効果)

本発明によれば、洗浄コンベアの搬送用及び洗浄用のローラに支持したパネルの表面に対してバキュームカップを下降し、このバキュームカップでパネルを吸着するとともに、パネルのシール面をローラに対して所定の荷重で当接させ、この状態で、ローラを回転させるとともに、バキュームカップをローラによる搬送方向と同方向及び逆方向に進退させ、パネルのシール面をローラで擦ることができるので、パネルのシール面を効果的に洗浄することができ、前の工程でパネルのシール面に付着したダグや蛍光体をきれいに落とすことができ、後の工程で、バルブの排気を行なった際にバルブが爆発する不良を減らすことができる。

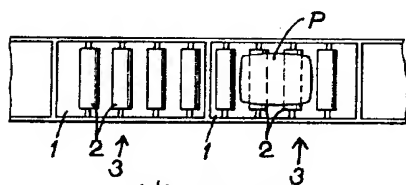
4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の陰極線管のパネルのシール面の洗浄装置の一実施例を示す斜視図、第2図はその側面図、第3図は従来の装置の平面図である。

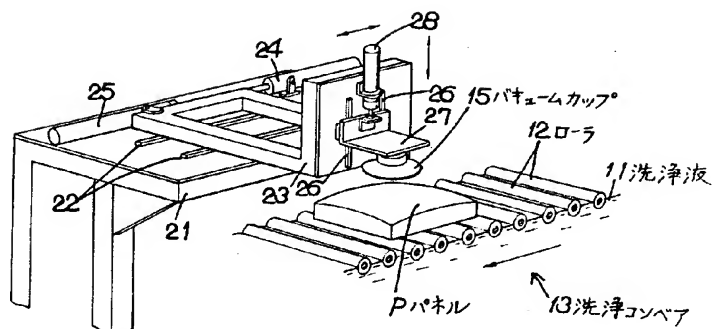
P・・・パネル、11・・・洗浄液、12・・・ローラ、13・・・洗浄コンベア、15・・・バキュームカップ。



第2図



第3図



第1図

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-041159

(43)Date of publication of application : 12.02.1999

(51)Int.Cl.

H04B 7/15

H04B 1/10

H04J 1/00

(21)Application number : 09-190067

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP
<NTT>

(22)Date of filing : 15.07.1997

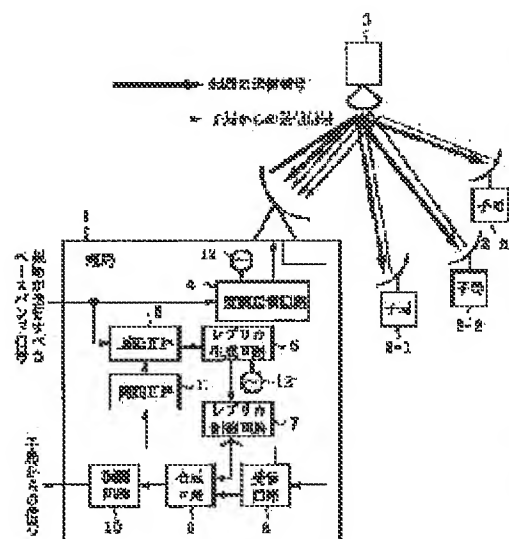
(72)Inventor : SUGIYAMA TAKATOSHI
UMEHIRA MASAHIRO
KAZAMA HIROSHI

(54) COMMUNICATION EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To efficiently remove interference without deteriorating the transmission quality of a signal from a slave station by branching and delaying a base band signal to be used at the time of transmission, and generating the replica of the transmission signal of a master station without any error.

SOLUTION: A master station 1 is provided with a replica generating circuit 6 for generating the transmission signal replica of its own station. Then, a synthesizing circuit 9 anti-phase synthesizes the replica of the transmission signal of its own station with a signal received by a receiving circuit 8, eliminates the transmission signal of its own station, and extracts the transmission signals of slave stations 2-1 to 2-n. This master station 1 is provided with a delay circuit 5 as a means for delaying a base band signal outputted to the modulation input of



its own station, and the replica generating circuit 6 generates the replica of the transmission of the master station 1 from the output signal of the delay circuit 5. Moreover, this master station 1 includes a synchronizing circuit 11 as a means for reading the signal delayed by the delay circuit 5 synchronously with the output of the receiving circuit 8.

Bibliography

DWPI Title

Multi carrier digital transmission system for CATV network has sub-channel modulator provided to each terminal station to modulate symbol row to carrier signal and output baseband time series signal

Original Title

DIGITAL TRANSMISSION SYSTEM

Assignee/Applicant

Standardized: SUMITOMO ELECTRIC INDUSTRIES

Original: SUMITOMO ELECTRIC IND LTD

Inventor

HAMAZAKI YUJI

Publication Date (Kind Code)

1997-10-07 (A)

Application Number / Date

JP199674561A / 1996-03-28

Priority Number / Date / Country

JP199674561A / 1996-03-28 / JP

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide the digital transmission system which can easily cope with an increase in terminal stations and is tolerant of monotone noise while effectively using a frequency band.

SOLUTION: At a terminal station 10, a plurality of subchannel carrier signals characteristic of the terminal are modulated by an SP converter 11, an inverse FFT 12, a PS converter 13, and a DA converter 14 with a symbol sequence to be sent to a center station 30 and a carrier signal is further modulated by an oscillator 16, a multiplier 17, and a BPF 18 to generate a transmit signal to be sent to the center station 30. A terminal station 20 is also the same. At the center station 30, the arrival multiplexed transmit signal is demodulated by a BPF 31, an oscillator 32, and a multiplier 33, subchannel demodulation is performed by an AD converter 34, an SP converter 35, and an FFT 36, and the symbol sequences sent from the respective terminal stations are decoded by a DEMUX 37 and PS converters 38a and 38b.

(51) Int.Cl.⁵H 0 4 J 1/00
11/00

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 4 J 1/00
11/00

技術表示箇所

Z

審査請求 未請求 請求項の数4 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平8-74561

(22) 出願日 平成8年(1996)3月28日

(71) 出願人 000002130

住友電気工業株式会社

大阪府大阪市中央区北浜四丁目5番33号

(72) 発明者 浜崎 祐司

神奈川県横浜市栄区田谷町1番地 住友電気工業株式会社横浜製作所内

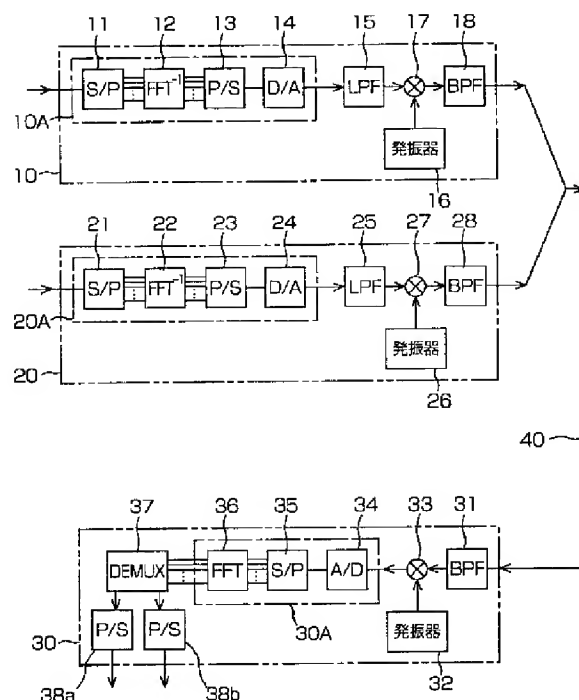
(74) 代理人 弁理士 長谷川 芳樹 (外3名)

(54) 【発明の名称】 デジタル伝送システム

(57) 【要約】

【課題】 端末局の増加に容易に対処することが可能で、且つ、周波数帯域を有効に利用しつつモノトーン雑音に強いデジタル伝送システムを提供する。

【解決手段】 端末局10において、S/P変換器11、逆FFT12、P/S変換器13およびD/A変換器14により、端末局に固有の複数のサブチャンネルキャリア信号がセンタ局30へ送信すべきシンボル列により変調され、さらに、発振器16、乗算器17およびBPF18により、キャリア信号が変調されて、センタ局30に送信されるべき伝送信号となる。端末局20においても同様である。センタ局30においては、BPF31、発振器32および乗算器33により、到達した合波された伝送信号が復調され、A/D変換器34、S/P変換器35およびFFT36によりサブチャンネル復調され、DEMUX37およびP/S変換器38a、38bにより、各端末局から送信されたシンボル列が復元される。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 センタ局と 2 以上の所定数の端末局それぞれとの間におけるマルチキャリア伝送方式によるデジタル伝送システムであって、
前記所定数の端末局それぞれに設けられ、各端末局に固有の複数のサブチャンネルキャリア信号を前記センタ局に送信すべきシンボル列で変調してベースバンド時系列信号を生成し出力するサブチャンネル変調手段と、
前記所定数の端末局それぞれに設けられ、前記所定数の端末局すべてに共通のキャリア信号を前記ベースバンド時系列信号で変調して伝送信号を出力する変調手段と、
前記所定数の端末局それぞれで生成された前記伝送信号を合波して合波信号とし、該合波信号をセンタ局に向けて送出する合波手段と、
前記センタ局に設けられ、到達した前記合波信号を前記キャリア信号について復調して、ベースバンド時系列混成信号を出力する復調手段と、
前記センタ局に設けられ、前記ベースバンド時系列混成信号を前記所定数の端末局すべての前記複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれについて復調して、シンボル列混成信号を出力するサブチャンネル復調手段と、
前記センタ局に設けられ、前記シンボル列混成信号を前記所定数の端末局それぞれから送信されたシンボル列それぞれに分離して出力する分離手段と、
前記所定数の端末局それぞれから前記シンボル列が送信される送信速度を調整するシンボルレート調整手段と、
前記所定数の端末局それぞれから前記伝送信号それぞれを送出するタイミングを調整して、前記所定数の端末局それぞれから送出された前記伝送信号それぞれが前記センタ局に到達する時刻を一定にする送出タイミング調整手段と、
を備えることを特徴とするデジタル伝送システム。
【請求項 2】 前記所定数の端末局それぞれに固有の前記複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数は基準周波数の整数倍であり、
前記サブチャンネル変調手段は、
前記センタ局に送信すべきシンボル列をパラレル信号に変換する第 1 のシリアルーパラレル変換器と、
前記第 1 のシリアルーパラレル変換器からの出力信号を、前記複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数について逆フーリエ変換する逆フーリエ変換器と、
前記逆フーリエ変換器からの出力信号をシリアル信号に変換する第 1 のパラレルーシリアル変換器と、
前記第 1 のパラレルーシリアル変換器からの出力信号をアナログ信号に変換して前記ベースバンド時系列信号を出力するデジタルーアナログ変換器と、
を備え、
前記サブチャンネル復調手段は、
前記ベースバンド時系列混成信号をデジタル信号に変換

するアナログーデジタル変換器と、
前記アナログーデジタル変換器からの出力信号をパラレル信号に変換する第 2 のシリアルーパラレル変換器と、
前記第 2 のシリアルーパラレル変換器からの出力信号を、前記所定数の端末局それぞれの前記複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数についてフーリエ変換して前記シンボル列混成信号を出力するフーリエ変換器と、
を備え、
前記分離手段は、
前記シンボル列混成信号を前記所定数の端末局それぞれから送信されたシンボル列それぞれに対応するパラレル信号それぞれに分離するデマルチプレクサと、
前記デマルチプレクサで分離されたパラレル信号それぞれをシリアル信号に変換して出力する第 2 のパラレルーシリアル変換器と、
を備える、
ことを特徴とする請求項 1 記載のデジタル伝送システム。

【請求項 3】 前記所定数の端末局それぞれに固有の前記複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数が一定の周波数帯域内で混在している、ことを特徴とする請求項 1 記載のデジタル伝送システム。

【請求項 4】 前記所定数の端末局それぞれに設けられ、強度制御信号に基づいて前記伝送信号の強度を調整する伝送信号強度調整手段と、
前記センタ局に到達した前記合波信号の強度に基づいて、前記所定数の端末局それぞれから送出された前記伝送信号それぞれの強度レベルを求め、該強度レベルに基づいて前記強度制御信号それぞれを生成して対応する端末局それぞれに送出する伝送信号強度制御手段と、
を更に備えることを特徴とする請求項 1 記載のデジタル伝送システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、例えばCATV伝送路を利用した樹枝状ネットワークにおいて好適に用いられるデジタル信号伝送技術に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来よりCATV伝送路網を利用した大容量伝送技術の研究・開発が進められている。例えば、CATV基盤技術研究所編集の「研究開発報告書」（平成5年3月30日）には、時分割多重（TDMA: Time Division Multiple Access）方式を採用して、遅延計測劣化分析、抑圧安定化方法、実伝送路変動と伝送品質との関係などに関する研究を行った結果が報告されている。

【0003】それによれば、所定的前提条件下で伝送品質上十分なマージンを確保しつつ最も多くの通話チャンネルを実現するという観点から、誤り訂正符号も符号化

変調も施さない4相位相変調（QPSK：Quadrature Phase Shift Keying）信号を遅延検波し、高精度遅延時間計測制御を施す方式がCATV網上でのTDMAシステムとして最適であると結論付けられている。

【0004】この報告で最適とされているTDMA方式は、QPSK1波を時分割で利用するものであり、キャリア周波数は特定の1波に予め決められている。また、各端末局のシンボル送出タイミングを制御すべく、センタ局から基準クロックが送出されている。キャリア周波数が1つであることから、センタ局においては受信装置が1式で済み、データ送信速度は或程度フレキシブルであるという特徴を有する。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来例では、各端末局のシンボル送出タイミングの条件が厳しく、センタ局による制御が容易でないという問題点がある。また、キャリア周波数が1つであり、また、誤り訂正符号も施さないため、モノトーン雑音が存在する場合に、全データがその雑音の為に受信不能に陥るという問題点もある。

【0006】ところで、多重化技術にはTDMAの他に周波数分割多重（FDM：Frequency Division Multiplexing）方式がある。中でも特に、FDM方式の1種である直交周波数分割多重（OFDM：Orthogonal Frequency Division Multiplexing）方式は、送信すべき情報で複数のサブチャンネルキャリア信号を変調してベースバンド時系列信号とし、更に、このベースバンド時系列信号で1つのキャリア信号を変調して、その結果を相手局に送信するマルチキャリア伝送方式である。このマルチキャリア伝送方式は、多数のサブチャンネルキャリア信号を用いることからゴーストのある伝送路での周波数選択制フェーディングに強い、誤り訂正符号化の効果が大きい、周波数帯域の利用効率が低い、等の多くの利点を有し、前述のTDMA方式の問題を解決するものである（例えば、テレビジョン学会誌 Vol.50, No.1, pp.24-41（1996））。

【0007】しかし、CATV伝送路網のように1つのセンタ局と複数の端末局それぞれとの間でデータ伝送を行う樹枝状ネットワークに、このマルチキャリア伝送方式をそのまま適用する場合には、以下のような問題点がある。すなわち、端末局毎に異なるキャリア信号を用いる必要があることから、センタ局においては、端末局の個数と同数またはそれ以上の復調器等が必要となり、システムが大規模になる。それだけでなく、センタ局に設けられた復調器の個数を越えて端末局が増加した場合に、センタ局では直ちには対処できないという問題点もある。

【0008】また、端末局からセンタ局に送信する場合に誤り訂正符号を施せばランダム誤りに対しては訂正可能であるが、モノトーン雑音により生じたバースト誤り

が1つの伝送チャンネル（1つの端末局からのキャリア信号）に集中すると、その端末局からの伝送信号についてはセンタ局で誤り訂正復号化することができないという問題点もある。

【0009】本発明は、上記問題点を解消する為になされたものであり、複数の端末局と1つのセンタ局との間の樹枝状ネットワークのCATV伝送路網を利用する場合であっても、端末局の増加に容易に対処することが可能で、且つ、周波数帯域を有効に利用しつつモノトーン雑音に強いデジタル伝送システムを提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】本発明に係るデジタル伝送システムは、センタ局と2以上の所定数の端末局それぞれとの間におけるマルチキャリア伝送方式によるデジタル伝送システムであって、(1) 所定数の端末局それぞれに設けられ、各端末局に固有の複数のサブチャンネルキャリア信号をセンタ局に送信すべきシンボル列で変調してベースバンド時系列信号を生成し出力するサブチャンネル変調手段と、(2) 所定数の端末局それぞれに設けられ、所定数の端末局すべてに共通のキャリア信号をベースバンド時系列信号で変調して伝送信号を出力する変調手段と、(3) 所定数の端末局それぞれで生成された伝送信号を合波して合波信号とし、この合波信号をセンタ局に向けて送出する合波手段と、(4) センタ局に設けられ、到達した合波信号をキャリア信号について復調して、ベースバンド時系列混成信号を出力する復調手段と、(5) センタ局に設けられ、ベースバンド時系列混成信号を所定数の端末局すべての複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれについて復調して、シンボル列混成信号を出力するサブチャンネル復調手段と、(6) センタ局に設けられ、シンボル列混成信号を所定数の端末局それぞれから送信されたシンボル列それぞれに分離して出力する分離手段と、(7) 所定数の端末局それぞれからシンボル列が送信される送信速度を調整するシンボルレート調整手段と、(8) 所定数の端末局それぞれから伝送信号それぞれを送出するタイミングを調整して、所定数の端末局それぞれから送出された伝送信号それぞれがセンタ局に到達する時刻を一定にする送出タイミング調整手段と、を備えることを特徴とする。

【0011】このデジタル伝送システムにおいては、所定数の端末局それぞれにおいて、サブチャンネル変調手段により、各端末局に固有の複数のサブチャンネルキャリア信号はセンタ局に送信すべきシンボル列で変調されてベースバンド時系列信号とされ、変調手段により、所定数の端末局すべてに共通のキャリア信号はベースバンド時系列信号で変調されて伝送信号が出力される。所定数の端末局それぞれで生成された伝送信号は、合波手段により合波されて合波信号となり、この合波信号はセンタ局に向けて送出される。

【0012】センタ局においては、到達した合波信号は、復調手段により一括してキャリア信号について復調されてベースバンド時系列混成信号となり、そのベースバンド時系列混成信号は、サブチャンネル復調手段により一括して所定数の端末局すべての複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれについて復調されてシンボル列混成信号となり、そのシンボル列混成信号は、分離手段により所定数の端末局それぞれから送信されたシンボル列それぞれに分離される。

【0013】これに際して、所定数の端末局それぞれからシンボル列が送信される送信速度は、シンボルレート調整手段により調整され、センタ局に到達するデータ量がセンタ局の受信能力を越えることはない。また、所定数の端末局それぞれから伝送信号それぞれを送出するタイミングは、送出タイミング調整手段により調整されて、所定数の端末局それぞれから送出された伝送信号それぞれはセンタ局に同時に到達する。

【0014】所定数の端末局それぞれに固有の複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数は基準周波数の整数倍であり、サブチャンネル変調手段は、(1-a) センタ局に送信すべきシンボル列をパラレル信号に変換する第1のシリアルーパラレル変換器と、(1-b) 第1のシリアルーパラレル変換器からの出力信号を、複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数について逆フーリエ変換する逆フーリエ変換器と、(1-c) 逆フーリエ変換器からの出力信号をシリアル信号に変換する第1のパラレルーシリアル変換器と、(1-d) 第1のパラレルーシリアル変換器からの出力信号をアナログ信号に変換してベースバンド時系列信号を出力するデジタルーアナログ変換器と、を備え、サブチャンネル復調手段は、(2-a) ベースバンド時系列混成信号をデジタル信号に変換するアナログーデジタル変換器と、(2-b) アナログーデジタル変換器からの出力信号をパラレル信号に変換する第2のシリアルーパラレル変換器と、(2-c) 第2のシリアルーパラレル変換器からの出力信号を、所定数の端末局それぞれの複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数についてフーリエ変換してシンボル列混成信号を出力するフーリエ変換器と、を備え、分離手段は、(3-a) シンボル列混成信号を所定数の端末局それぞれから送信されたシンボル列それぞれに対応するパラレル信号それぞれに分離するデマルチプレクサと、(3-b) デマルチプレクサで分離されたパラレル信号それぞれをシリアル信号に変換して出力する第2のパラレルーシリアル変換器と、を備えるものでもよい。この場合には、OFDM方式に準じた方式で、シンボル列は各端末局からセンタ局に伝送される。

【0015】所定数の端末局それぞれに固有の複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数が一定の周波数帯域内で混在している場合には、誤り訂正符号化技術を併用することにより、ランダム誤りだけでなく、モ

ノトーン雑音などにより生じるバースト誤りにも強い伝送が実現できる。

【0016】本発明に係るデジタル伝送システムは、更に、(1) 所定数の端末局それぞれに設けられ、強度制御信号に基づいて伝送信号の強度を調整する伝送信号強度調整手段と、(2) センタ局に到達した合波信号の強度に基づいて、所定数の端末局それぞれから送出された伝送信号それぞれの強度レベルを求め、その強度レベルに基づいて強度制御信号それぞれを生成して対応する端末局それぞれに送出する伝送信号強度制御手段と、を備えてもよい。この場合、伝送信号強度制御手段により出力された強度制御信号に基づいて、伝送信号強度調整手段により各端末局それぞれからセンタ局に伝送される伝送信号それぞれが互いに略等しい強度になるので、雑音に強い伝送が可能となる。

【0017】

【発明の実施の形態】以下、添付図面を参照して本発明の実施の形態を詳細に説明する。尚、図面の説明において同一の要素には同一の符号を付し、重複する説明を省略する。なお、以下では、簡便のため端末局が2つである場合を想定して説明する。図1は、本実施形態に係るデジタル伝送システムの構成図である。

【0018】本実施形態に係るデジタル伝送システムは、端末局10、20それぞれとセンタ局30との間でデジタル伝送を行うものである。また、端末局10および端末局20それぞれには同様の装置が備えられている。したがって、一方の端末局10について主に説明する。また、マルチキャリア伝送方式としてOFDM方式に準じた伝送方式を採用した場合について説明する。

【0019】端末局10には、その端末局10に固有のサブチャンネルキャリアをセンタ局30に送信すべきシンボル列で変調してベースバンド時系列信号を生成するサブチャンネル変調手段10Aとして、シリアルーパラレル変換器（以下、SP変換器）11、逆フーリエ変換器（以下、逆FFT）12、パラレルーシリアル変換器（以下、PS変換器）13、および、デジタルーアナログ変換器（以下、DA変換器）14が備えられている。また、端末局10には、サブチャンネル変調手段10Aから出力されたベースバンド時系列信号でキャリア信号を変調して伝送信号を出力する変調手段として、発振器16、乗算器17およびバンドパスフィルタ（以下、BPF）18が備えられている。

【0020】端末局10からセンタ局30へ送信すべきシンボル列（シリアルデータ）は、まず、SP変換器11により所定データ長のパラレルデータに変換される。そして、パラレルデータとされたシンボル列は、逆FFT12に入力され逆フーリエ変換される。すなわち、パラレルデータとされたシンボル列 $d_k(k=1, 2, 3, \dots)$ は、

【数1】

$$x(n \cdot \Delta T) = \sum_{k=0}^{N-1} \{d_k \cdot \exp(j2\pi nk/N)\} \quad \text{---- (1)}$$
 なる変換式に従って、サブチャンネルキャリア変調信号 $x(n \cdot \Delta T)$ に変換される。ここで、 ΔT はサンプリング間隔、 $n \cdot \Delta T$ はサンプリング点、 j は虚数単位、 π は円周率、 N はサブチャンネルキャリア信号の個数である。また、サブチャンネルキャリア信号は、

【数 2】

である。(1)式および(2)式から(4)式のように、サブチャンネルキャリア信号がシンボル列に変調された形となっている。このような機能は、DSP (Digital Signal Processor) を用いて容易に実現することができる。

【0021】この(2)式で表されるサブチャンネルキャリア信号の波形は、直交性を有している。すなわち、互いに等しい n 値を有する 2 つのサブチャンネルキャリア信号の積を 1 周期に亘って時間積分すると 0 でない有限値となるが、互いに異なる n 値を有する 2 つのサブチャンネルキャリア信号の積を 1 周期に亘って時間積分すると 0 になる。

【0022】このようにして逆FFT 12により逆フーリエ変換されたシンボル列は、PS変換器 13により再びシリアルデータに変換され、DA変換器 14によりアナログデータに変換されて、ベースバンド時系列信号となる。このベースバンド時系列信号は、ローパスフィルタ (以下、LPF) 15により高周波数成分がカットされ、発振器 16から出力されたキャリア信号と乗算器 17により乗算され、そして、BPF 18で所定の帯域の周波数成分の信号のみが通過する。このようにベースバンド時系列信号でキャリア信号が変調されて、センタ局 30に送信されるべき伝送信号となる。

【0023】同様に、端末局 20では、センタ局 30へ送信すべきシンボル列 (シリアルデータ) は、SP変換器 21によりパラレルデータに変換され、逆FFT 22により逆フーリエ変換され、PS変換器 23により再びシリアルデータに変換され、DA変換器 24によりアナログデータに変換されて、ベースバンド時系列信号となる。このベースバンド時系列信号は、LPF 25により高周波数成分がカットされ、発振器 26から出力されたキャリア信号と乗算器 27により乗算され、そして、BPF 28で所定の帯域の周波数成分の信号のみが通過して、センタ局 30に送信されるべき伝送信号となる。ここで、キャリア信号は、端末局 20において発振器 26から出力されるキャリア信号と同一周波数である。

【0024】このようにして端末局 10および 20それぞれで生成された伝送信号は、合波されてセンタ局 30に送信される。これに際して、それぞれの伝送信号は以下の条件を満足する必要がある。

【0025】第 1 に、端末局 10において用いられるサブチャンネルキャリア信号の周波数 $f_k (k=1, 2, 3, \dots)$

と、端末局 20において用いられるサブチャンネルキャリア信号の周波数 $g_k (k=1, 2, 3, \dots)$ とは、同一のものが存在しないことが必要である。これは、端末局 10および 20それぞれからの伝送信号が合波されてセンタ局 30に到達したときに、これらがセンタ局 30で分離可能でなければならないからである。したがって、例えば、図 2 に示すように、端末局 10において用いられるサブチャンネルキャリア信号の周波数 $f_k (k=1, 2, 3, \dots)$ と端末局 20において用いられるサブチャンネルキャリア信号の周波数 $g_k (k=1, 2, 3, \dots)$ とを交互に且つ等間隔に並ぶ値とする。すなわち、周波数 $f_k (k=1, 2, 3, \dots)$ を、

【数 3】

とし (図 2 (a))、周波数 $g_k (k=1, 2, 3, \dots)$ を、

【数 4】

とする (図 2 (b))。このようにすれば、これらが合波された伝送信号は、後に説明するようにセンタ局 30において一括して復調した後に分離することができる。

【0026】第 2 に、端末局 10および 20それぞれから単位時間あたりに送出されるシンボル列それぞれの長さ (シンボルレート) が互いに等しいことが必要である。このために、例えば、各端末局におけるシンボルレートを予め固定的に設定しておいてもよい。また、センタ局 30より端末局 10および 20それぞれに対して、シンボルレート情報を送信し、端末局 10および 20それぞれは、そのシンボルレート情報に従った単位時間当たりのデータ長のシンボル列をセンタ局 30に送出するようにしてもよい。このようにすれば、ネットワークにつながる端末局の個数が増えたとき、或いは、センタ局 30に送信している端末局の個数が増えたときには、センタ局 30は、各端末局に対してシンボルレートを小さくするようシンボルレート情報により指示することにより、センタ局 30に到達するデータ量がセンタ局 30の処理能力を越えないようにすることができる。

【0027】第 3 に、端末局 10および 20それぞれから送出された伝送信号がセンタ局 30に同時刻に到着することが必要である。これは、後に説明するように、端末局 10および 20それぞれから送出され合波された伝送信号をセンタ局 30で一括して復調するためである。したがって、端末局 10および 20それぞれとセンタ局 30との間の遅延時間を計測し、これに基づいて、端末局 10および 20それぞれからの伝送信号の送出タイミングを調整する。

【0028】具体的には、例えば、センタ局 30から端末局 10に所定の信号を送信し、端末局 10はその所定の信号を受信して今度はセンタ局 30に向けて所定の信号を送信し、そして、センタ局 30は端末局 10から到達した所定の信号を受信して、センタ局 30はこの間の時間を計測し、この時間に対応する遅延時間を端末局 1

0に指示する。あるいは、CATV網の場合には、端末局10とセンタ局30との間の線路の長さが判れば、この間の遅延時間が判るので、この線路の長さに対応する遅延時間を端末局10に予め設定しておいてもよい。端末局10における遅延時間の設定は、例えば、逆FFT12の後段にレジスタ（図示せず）を設けて、逆FFT12の出力データを所定時間の間ホールドする。あるいは、PS変換器13の後段にFIFOメモリ（図示せず）を設けて、PS変換器13の出力データを所定時間の間だけ遅延させて出力するようにしてもよい。端末局20についても同様である。

【0029】以上のようにして端末局10および20それぞれから出力された伝送信号それぞれは樹枝状ネットワークの伝送路40に送出されて合波され、その合波された伝送信号はセンタ局30に到達する。このセンタ局30には、合波されて到達した伝送信号を一括して復調してベースバンド時系列混成信号を出力する復調手段として、BPF31、発振器32および乗算器33が備えられている。また、センタ局30には、ベースバンド時系列混成信号を復調して各端末局から送信されてきたシンボル列混成信号を出力するサブチャンネル復調手段30Aとして、アナログデジタル変換器（以下、AD変換器）34、SP変換器35およびフーリエ変換器（以下、FFT）36が備えられている。また、センタ局30には、シンボル列混成信号を各端末局それぞれから送信されてきたシンボル列それぞれに分離する分離手段として、デマルチプレクサ（以下、DEMUX）37、PS変換器38a、38bが備えられている。

【0030】センタ局30に到達した合波された伝送信号は、まず、BPF31で所定の帯域の周波数成分の信号のみが通過して、発振器32から出力されたキャリア信号と乗算器33により乗算されて復調され、ベースバンド時系列混成信号が出力される。このキャリア信号は、端末局10および20それぞれの発振器16および26それぞれから出力されるキャリア信号と同じ周波数のものである。ベースバンド時系列混成信号は、端末局10のサブチャンネル変調手段10Aで生成されたベースバンド時系列信号と、端末局20のサブチャンネル変調手段20Aで生成されたベースバンド時系列信号とが混成された信号（図2（c））である。

【0031】このベースバンド時系列混成信号は、サブチャンネル復調手段30Aによりサブチャンネルキャリア毎に復調される。すなわち、ベースバンド時系列混成信号は、AD変換器34によりアナログデータに変換され、SP変換器35によりパラレルデータに変換され、FFT36によりフーリエ変換され、シンボル列混成信号が出力される。ここで、FFT36においてなされる演算は、（1）式に対応するフーリエ変換であって、

【数5】

$$d_k = \sum_{n=0}^{N-1} \{x(n \cdot \Delta T) \cdot \exp(-j2\pi nk/N)\} \quad \text{--- (5)}$$

で表される。このFFT36も、DSPにより容易に実現することができる。このシンボル列混成信号は、端末局10から送信されたシンボル列と端末局20から送信されたシンボル列とが混成された信号である。

【0032】このシンボル列混成信号は、DEMUX37により、端末局10および20それぞれから送信されたシンボル列それぞれに分離される。このDEMUX37は、シンボル列混成信号中の各シンボルが、どのサブチャンネルキャリア信号により送信されてきたかを判断し、これに基づいて端末局10から送信されたシンボル列と端末局20から送信されたシンボル列とに分離する。そして、端末局10から送信されたシンボル列はPS変換器38aによりシリアルデータに変換されて出力され、端末局20から送信されたシンボル列はPS変換器38bによりシリアルデータに変換されて出力される。以上のようにして、端末局10および20それぞれから送信されたシンボル列それぞれは、センタ局30で受信される。

【0033】なお、センタ局30に到達する伝送信号の強度が、その伝送信号が送出された端末局に依って異なる場合には、これを略一定レベルとすべく、伝送信号の強度を制御・調整する手段を備えていてもよい。例えば、センタ局30において、ベースバンド時系列混成信号をサブチャンネルキャリア信号毎にモニタして、端末局10および20それぞれから送出された伝送信号の強度を求め、これが略一定となるように端末局10および20それぞれにフィードバックして制御する。端末局10および20それぞれにおいては、DA変換器14および24それぞれの後段に増幅器あるいは減衰器を設けて、センタ局30からの指示に従い伝送路40に送出する伝送信号の強度レベルを調整する。このようにすることにより、更に雑音に強いデジタル伝送システムを実現することができる。

【0034】以上のように本システムは、マルチキャリア方式を採用するとともに、サブチャンネルキャリア信号の周波数を各端末局に固有のものとし、且つ、キャリア信号の周波数を全ての端末局に共通のものとしたので、1つのキャリア信号で全ての端末局からのシンボル列をセンタ局に送信することができ、しかも、センタ局では復調手段およびサブチャンネル復調手段が一式で済むため、システム全体の構成が簡単で安価となる。また、ネットワークにつながる端末局の個数が増加したとき、あるいは、センタ局へ同時に送信している端末局が増加したときにも、センタ局からの指示により各端末局のシンボルレートを小さくし、各端末局の逆FFTが扱うデータサイズを小さくすることにより、容易に対処することができる。

【0035】また、一方の端末局のサブチャンネルキャ

リア信号の周波数と他方の端末局のサブチャンネルキャリア信号の周波数とを交互に設定することとしたので、特にCATV伝送網で問題となる流合雑音や無線による妨害波が伝送路に混入した場合でも、それらの雑音の影響は、或る端末局から送出された伝送信号に集中することなく、多数の端末局から送出された伝送信号それぞれに分散する。したがって、個々の端末局から送出された伝送信号にとってはランダム誤りとなるので、誤り訂正符号化を施しておけば誤り訂正を行うことが可能である。さらに、時間インターリーブあるいは周波数インターリーブと誤り訂正符号化とを併用すれば、更に、バースト誤りに強い伝送を実現することができる。なお、雑音が問題とならないような伝送路においては、各端末局に固有のサブチャンネルキャリア信号の周波数は、図2(c)に示すように端末局それぞれに対応するものが交互に並んでいる必要はなく、端末局毎にまとまっても構わない。

【0036】本発明は複数点映像収集システムに応用することができる。例えば、1つの伝送チャンネルが20Mbpsである場合に、3つの端末局それぞれからの映像に6Mbpsを割り当てて精細な映像を伝送することとし、一方、他の1つの端末局からの映像については粗い映像で構わない場合には2Mbpsを割り当ててデータ量の少ない映像を伝送することができる。このように、目的に応じてデータ量の異なる映像をセンタ局に送信することができる。

【0037】本発明は、上記実施形態に限定されるものではなく種々の変形が可能である。例えば、マルチキャリア伝送方式としては、OFDM方式に限られるものではなく、他のマルチキャリア伝送方式、例えばDMT(Digital Multi-tone)方式に準じた伝送方式であっても構わない。端末局の数は2に限られるものではなく、3以上であっても構わない。また、伝送路網はCATVに限るものではなく、他の樹枝状ネットワークの伝送路網においても適用可能である。

【0038】また、各端末局のサブチャンネルキャリア信号の周波数の設定は等間隔に限られるものではない。1の端末局のサブチャンネルキャリア信号の周波数と他の端末局のサブチャンネルキャリア信号の周波数とは交互に等間隔に設定されていなくても構わない。相互に直交性を有し、且つ、異なる端末局の間で同一の周波数を設定することのない限りにおいて、任意のサブチャンネルキャリア信号の周波数を用いることができる。

【0039】また、各端末局およびセンタ局それぞれのキャリア信号の周波数は、予め設定しておいて固定してもよいし、センタ局からの指示により各端末局の発振器を制御してキャリア信号の周波数を変更するようにしてもよい。この場合、発振器として電圧制御可能な水晶発振器(VCXO)が好適に用いられる。また、各端末局のサブチャンネル変調手段におけるサブチャンネルキャ

リア信号の周波数も、予め設定して固定してもよいし、センタ局からの指示により各端末局の逆FFTにおける演算パラメタを変更してサブチャンネルキャリア信号の周波数を変更するようにしてもよい。

【0040】

【発明の効果】以上、詳細に説明したとおり本発明によれば、各端末局それぞれにおいて、各端末局に固有の複数のサブチャンネルキャリア信号がセンタ局に送信すべきシンボル列で変調されてベースバンド時系列信号とされ、更に、端末局すべてに共通のキャリア信号がベースバンド時系列信号で変調されて伝送信号とされ、各端末局それぞれで生成された伝送信号が合波されて合波信号となり、この合波信号がセンタ局に向けて送出される。

【0041】センタ局においては、到達した合波信号は、復調手段により、一括してキャリア信号について復調されてベースバンド時系列混成信号となり、更に、そのベースバンド時系列混成信号は、サブチャンネル復調手段により、一括して所定数の端末局すべての複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれについて復調されてシンボル列混成信号となり、そのシンボル列混成信号は、分離手段により所定数の端末局それぞれから送信されたシンボル列それぞれに分離される。

【0042】これに際して、所定数の端末局それぞれから送信されるシンボル列の送信速度は調整され、センタ局に到達するデータ量がセンタ局の受信能力を越えることはない。また、所定数の端末局それぞれから伝送信号を送出するタイミングは調整されて、所定数の端末局それぞれから送出された伝送信号それぞれはセンタ局に同時に到達する。

【0043】このような構成としたことにより、キャリア信号の周波数は1つだけであるので、センタ局においては、復調手段およびサブチャンネル復調手段は1式のみで済み、構成が簡単となり安価となる。センタ局につながる端末局が増えた場合、或いは、センタ局へ同時に伝送する端末局が増えた場合であっても、新たな装置を付加することなく、これらの事態に容易に対処可能である。

【0044】また、各端末局それぞれに固有の複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数が一定の周波数帯域内で混在している場合には、誤り訂正符号化技術を併用することにより、ランダム誤りだけでなく、モノトーン雑音などにより生じるバースト誤りにも強い伝送が実現できる。

【0045】また、各端末局それぞれから送出される伝送信号の強度が互いに略等しい強度になるよう調整すれば、更に雑音に強い伝送が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本実施形態に係るデジタル伝送システムの構成図である。

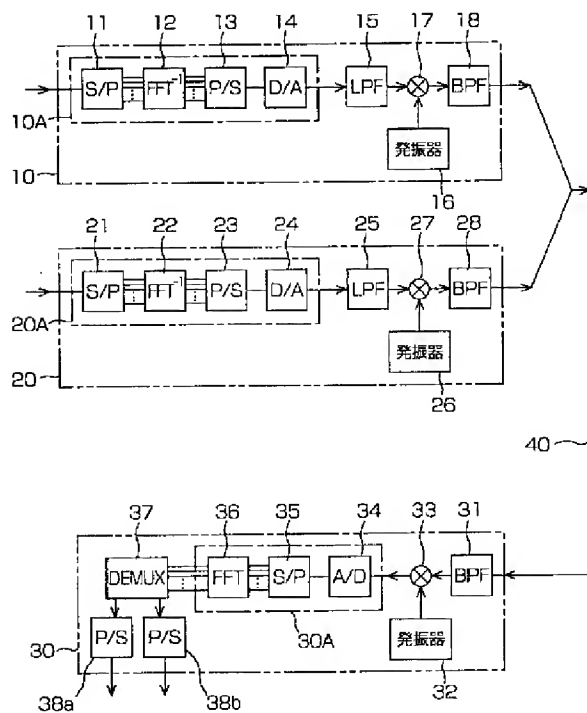
【図2】サブチャンネルキャリア信号の周波数の説明図

である。

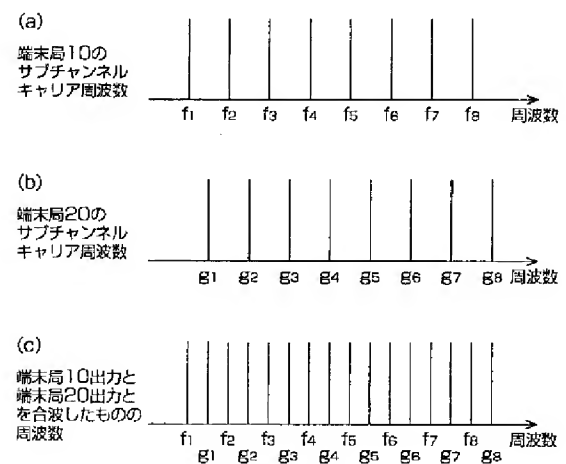
【符号の説明】

10…端末局、10A…サブチャンネル変調手段、11…シリアルーパラレル変換器（S/P変換器）、12…逆フーリエ変換器（逆FFT）、13…パラレルーシリアル変換器（P/S変換器）、14…デジタルーアナログ変換器（D/A変換器）、15…ローパスフィルタ（LPF）、16…発振器、17…乗算器、18…バンドパスフィルタ（BPF）、20…端末局、20A…サブチャンネル変調手段、21…シリアルーパラレル変換器（S/P変換器）、22…逆フーリエ変換器（逆FFT）、23…パラレルーシリアル変換器（P/S変換器）、24…デジタルーアナログ変換器（D/A変換器）、25…ローパスフィルタ（LPF）、26…発振器、27…乗算器、28…バンドパスフィルタ（BPF）、30…センタ局、30A…サブチャンネル復調手段、31…バンドパスフィルタ（BPF）、32…発振器、33…乗算器、34…アナログーデジタル変換器（A/D変換器）、35…シリアルーパラレル変換器（S/P変換器）、36…フーリエ変換器（FFT）、37…デマルチプレクサ（DEMUX）、38a、38b…パラレルーシリアル変換器（P/S変換器）、40…伝送路。

【図1】



【図2】



JP200264879

PUB DATE: 2002-02-28

APPLICANT: SK TELECOM CO LTD

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

US20020003786

PUB DATE: 2002-01-10

APPLICANT: SK TELECOM CO LTD

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **2002-064879**

(43)Date of publication of
application : **28.02.2002**

(51)Int.Cl. **H04Q 7/38**

H04J 13/04

(21)Application number : **2001-203732**

(71)Applicant : **SK TELECOM CO LTD**

(22)Date of filing : **04.07.2001**

(72)Inventor : **KIM DUK-KYUNG**
CHO YUNSEKI
RI SOYON
KIN CHINEI

(30)Priority

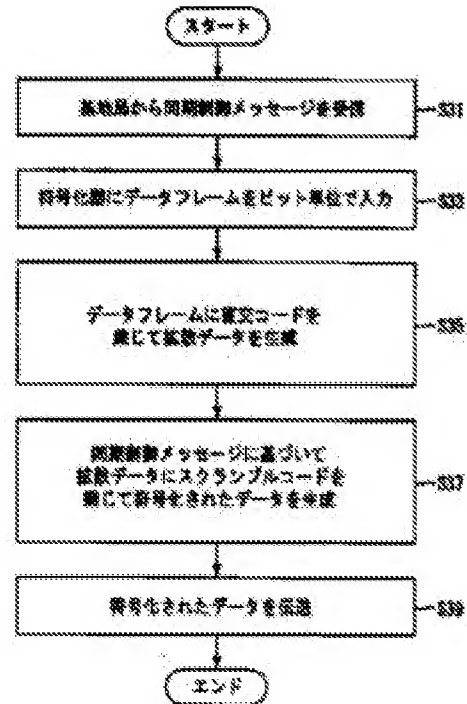
Priority number : **2000 200038046** Priority date : **04.07.2000** Priority country : **KR**

(54) **CODE ASSIGNING METHOD IN BACKWARD CHANNEL SYNCHRONOUS RADIO MOBILE
COMMUNICATION SYSTEM AND RECORDING MEDIUM HAVING RECORDED CODE ASSIGNING
METHOD**

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a code assigning method in a backward channel synchronous radio mobile communication system which can synchronize backward channels and a recording medium having recorded programs for realizing the same method.

SOLUTION: The code assigning method comprises a first step (S31) of receiving a time matching information of scramble codes from a base station by a mobile station, a second step (S35) of diffusing received data frames to generate diffusion data by the mobile station utilizing orthogonal codes, and a third step (S37) of multiplying the diffusion data by the scramble codes based on the time matching information of the scramble codes to generate coded data by the mobile station.



(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テ-マコト* (参考)
H 0 4 Q 7/38		H 0 4 B 7/26	1 0 9 N 5 K 0 2 2
H 0 4 J 13/04		H 0 4 J 13/00	G 5 K 0 6 7

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願2001-203732(P2001-203732)
 (22) 出願日 平成13年7月4日(2001.7.4)
 (31) 優先権主張番号 2000-38046
 (32) 優先日 平成12年7月4日(2000.7.4)
 (33) 優先権主張国 韓国 (K R)

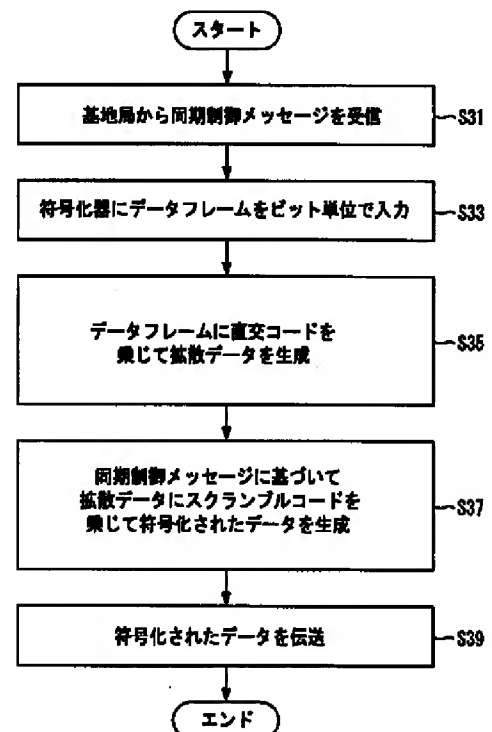
(71) 出願人 596141985
 エスケイ テレコム カンパニー リミテ
 ッド
 大韓民国 ソウル市 ジョンロク ソリン
 ドン 99
 (72) 発明者 金 ▲徳▼ 經
 大韓民国ソウル市瑞草区牛眠洞 漢拏アパ
 ートメント104-401
 (72) 発明者 丁 ▲ユン▼ 碩
 大韓民国城南市分唐区数内洞 パークタウ
 ンアパートメント140-401
 (74) 代理人 100065215
 弁理士 三枝 英二 (外8名)
 最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法およびコード割り当て方

(57) 【要約】 法が記録された記録媒体

【課題】 逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおいて、逆方向チャネルを同期化することのできるコード割り当て方法およびその方法を実現するためのプログラムが記録された記録媒体を提供すること。

【解決手段】 本発明に係るコード割り当て方法は、移動局が基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1ステップ(S31)と、移動局が直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて拡散データを生成する第2ステップ(S35)と、移動局が拡散データとスクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードとを乗じて、符号化されたデータを生成する第3ステップ(S37)とを含む。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 逆方向チャンネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法において、移動局が、基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1ステップと、前記移動局が、直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて、拡散データを生成する第2ステップと、前記移動局が、前記拡散データに、前記スクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードを乗じて、符号化されたデータを生成する第3ステップとを含むことを特徴とするコード割り当て方法。

【請求項2】 前記スクランブルコードの時間マッチング情報が、同期制御メッセージを介して、基地局から移動局に伝送されることを特徴とする請求項1に記載のコード割り当て方法。

【請求項3】 前記スクランブルコードの時間マッチング情報が、前記拡散データのm番目(mは整数)のスロットと前記スクランブルコードのn番目(nは整数)のチップとを乗じることという情報を含むことを特徴とする請求項1に記載のコード割り当て方法。

【請求項4】 逆方向チャンネル同期無線移動通信システムにおける基地局に適用されるコード割り当て方法において、基地局が、移動局にスクランブルコードの時間マッチング情報を伝送する第1ステップと、前記基地局が、前記移動局から、前記時間マッチング情報に基づいてスクランブルされた符号化データを受信する第4ステップと、前記基地局が、逆拡散及びデスクランブルを行って、前記符号化データを復号する第5ステップとを含むことを特徴とするコード割り当て方法。

【請求項5】 前記スクランブルコードの時間マッチング情報が、同期制御メッセージを介して、基地局から移動局に伝送されることを特徴とする請求項4に記載のコード割り当て方法。

【請求項6】 前記スクランブルコードの時間マッチング情報が、拡散データのm番目(mは整数)のスロットと前記スクランブルコードのn番目(nは整数)のチップとを乗じることという情報を含むことを特徴とする請求項4に記載のコード割り当て方法。

【請求項7】 プロセッサを備えた移動局に、移動局が、基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1機能と、前記移動局が、直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて、拡散データを生成する第2機能と、前記移動局が、前記拡散データに、前記スクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードを乗じて、符号化されたデータを生成する第3機能と

を実現させるためのプログラムを記録した、逆方向チャンネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法を実行するためのコンピュータ読み取り可能な記録媒体。

【請求項8】 プロセッサを備えた基地局に、基地局が、移動局にスクランブルコードの時間マッチング情報を伝送する第1機能と、前記基地局が、移動局から、前記時間マッチング情報に基づいてスクランブルされた符号化データを受信する第4機能と、前記基地局が、逆拡散及びデスクランブルを行って、前記符号化データを復号する第5機能とを実現させるためのプログラムを記録した、逆方向チャンネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法を実行するためのコンピュータ読み取り可能な記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、逆方向チャンネル同期コード分割多重接続方式の無線移動通信網におけるコード割り当て方法に関し、さらに詳細には、逆方向チャンネル同期無線通信方式で伝送された信号を直交コードに拡散した後、移動局が基地局から受信した同期制御メッセージに基づいて、スクランブルコードを乗じるコード割り当て方法およびその方法を実行するためのプログラムが記録されたコンピュータ読み取り可能な記録媒体に関する。

【0002】

【従来の技術】 既存のコード分割多重接続方式の無線通信網には、順方向チャンネルと逆方向チャンネルとがある。この場合、1つの基地局内に存在する複数の移動局と基地局との間の複数の順方向チャンネルは、タイミング情報を利用して互いに同期化されている。そのために、各チャンネル間直交特性(orthogonality)の直交コードを利用して、復号(Decoding)時に、チャンネル間干渉を大幅に減少させることができる。

【0003】 しかし、移動局から基地局への逆方向チャンネルは、タイミング情報を使用していないので、同期化されない。したがって、移動局のチャンネルが増加することに伴って逆方向の干渉が増加し、その結果、逆方向の容量が制限されるようになってきた。

【0004】 したがって、逆方向の容量を増加させるためには、逆方向においても、全移動局が、チャンネル間同一時間情報を利用して、逆方向チャンネルを同期化させる必要がある。これによって、各チャンネル間直交特性を利用した直交コードでチャンネルを区分することができ、各チャンネル間干渉を最小化させることができる。この方式は、USTS(Uplink Synchronous Transmission Scheme)と呼ばれている。

【0005】 しかしながら、前記のUSTS技術における核心技術の一つであるコード割り当て方式は、対応する技

術が未だに開発されないのが実状である。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、前記のような従来の技術の問題点を解決するためになされたものであって、逆方向チャネル同期無線移動通信システム（同期コード分割多重接続通信システム）において、逆方向チャネルを同期化することができるコード割り当て方法およびその方法を実行するためのプログラムが記録されたコンピュータ読み取り可能な記録媒体を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】前記の目的を達成するため、本発明に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法は、移動局が、基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1ステップと、前記移動局が、直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて、拡散データを生成する第2ステップと、前記移動局が、前記拡散データに、前記スクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードを乗じて、符号化されたデータを生成する第3ステップとを含むことを特徴とする。

【0008】また、本発明に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおける基地局に適用されるコード割り当て方法は、基地局が、移動局にスクランブルコードの時間マッチング情報を伝送する第1ステップと、前記基地局が、移動局から、前記時間マッチング情報に基づいてスクランブルされた符号化データを受信する第4ステップと、前記基地局が、逆拡散及びデスクランブルを行って、前記符号化データを復号する第5ステップとを含むことを特徴とする。

【0009】また、本発明に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法を、コンピュータに実行させるためのコンピュータ読み取り可能な記録媒体は、プロセッサを備えた移動局に、移動局が、基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1機能と、前記移動局が、直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて、拡散データを生成する第2機能と、前記移動局が、前記拡散データに、前記スクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードを乗じて、符号化されたデータを生成する第3機能とを実現させるためのプログラムが記録されていることを特徴とする。

【0010】また、本発明に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおける基地局に適用されるコード割り当て方法を、コンピュータに実行させるためのコンピュータ読み取り可能な別の記録媒体は、プロセッサを備えた基地局に、基地局が、移動局にスクランブルコードの時間マッチング情報を伝送する第1機能と、前記基地局が、移動局から、前記時間マッチング情報に基づい

てスクランブルされた符号化データを受信する第4機能と、前記基地局が、逆拡散及びデスクランブルを行って、前記符号化データを復号する第5機能とを実現させるためのプログラムが記録されていることを特徴とする。

【0011】

【発明の実施の形態】以下、本発明の属する技術分野における通常の知識を有するものが、本発明に係る技術的思想を容易に実施することができるように、本発明に係る好ましい実施の形態を、添付した図面を参照しながら詳細に説明する。

【0012】はじめに、USTS技術について詳細に説明する。1つの基地局内に位置した1つの移動局が、逆方向チャネルを介して呼接続を図る場合、前記基地局のノードB(base transceiver station)は、往復遅延(round trip propagation delay)を利用して基準時間を設定し、その基準時間と呼接続を図った移動局のフレームスタート時間との間の時間オフセットを求める。移動局が基地局から信号を受信した場合にも同様に、基地局は、基準時間と移動局のフレームスタート時間との間の時間オフセットを求める。基地局から移動局に、この時間オフセット情報を、制御情報チャネルを利用して報知することによって、移動局は、基地局が保有した基準時間に送信チャネル内のフレームスタート時間を合せる。

【0013】他の移動局も前記基地局から受信した時間オフセットに基づいて、移動局フレームスタート時間を調整する。時間オフセットは、移動局が送信するデータに乘じるためのスクランブルコードを生成させるのに必要である。各々のスクランブルコードは、基地局に割り当てられ、この基地局内にある全移動局は、この同じスクランブルコードを使用する。前記のスクランブルコードは、送信データに乘じられ、送信データが伝送される基地局をサーチすることに用いられる。前記の同じ基地局内にある全移動局は、同じ基準時間を有することになるので、直交コードを利用することができる。

【0014】直交コードは、送信データよりはるかに速いチップ速度を有しており、直交コードが乘じられることによって生成された送信データは、周波数帯域幅が1/チップ速度の大きさで増加する。したがって、直交コードは拡散コード、順方向においては、チャネルコードとも呼ばれる。この直交コードは、復号時においては、同じコードとは相関度が高いので正確に復号が行われるが、他のコードとは直交性を有しているので相関度が0である。したがって、直交コードの適用により、チャネル間の相関度を0にすることができる。言い換えれば、1つのチャネルと、他の直交コードで拡散された他のチャネルとの間の相関度は0である。

【0015】移動局と基地局との間には、複数のチャネルがある。各々のチャネルには他の直交コードが乘じられるので、チャネル識別が可能であり、同じスクラン

ブルコードが乗じられるために、これらの複数個のチャネルは同期化される。

【0016】上述したように、同じセル内の全移動局に割り当てられるスクランブルコードは、セル当たり1つであり、複数の移動局のチャネルは、同期化されてチャネル間直交特性を利用することができるようになる。

【0017】以下に、図面を参照しながら、本発明に係る実施の形態を詳細に説明する。

【0018】図1は、本発明の一実施の形態に係るコード割り当て方法を説明するための符号化器の構成を示す図である。図1に示されているように、まず伝送された信号(データフレーム)は、符号化器の第1乗算器11で、直交コード(拡散コード)と乗じられて拡散され、その後、符号化器の第2乗算器12で、スクランブルコードと乗じられてスクランブルされる。

【0019】入力された信号を復号する場合には、入力された信号をデスクランブルした後、逆拡散を行って復号化された信号を得る。

【0020】図2は、本発明の実施の形態に係る2つの移動局が存在する場合の説明図であり、直交コード及びスクランブルコードの使用方式及びノードBでのコード時間マッチング方式を示すフォーマット図である。図2において、aおよびbは直交コード、sはスクランブルコードを示し、拡散ファクターは256である。

【0021】図2に示されているように、1つのセル内の複数個の移動局は、互いに異なるフレームスタート時間を有する。これは全移動局が互いに独立的に呼を図るためである。しかし、上述したように、基地局が基準時間とのオフセットを各々の移動局に報せることによって、各移動局は同じ基準時間を持つことができる。これによって、同じ時間に、複数の移動局の複数のチャネルに各々乗じられるスクランブルコードは、同じ個数のチップを有する。

【0022】第1移動局が呼接続を図る時、第1チャネルの第1番目のフレームの先頭から最終フレームの最後までに、スクランブルコードの S_0 チップから S_{38399} チップまで乗じられる。第1移動局が基地局と通信している際に、第2移動局が呼接続を図る場合、第2チャネルの第1番目のフレームの先頭から最終フレームの最後までに、スクランブルコードの S_{5120} チップから S_{38399} チップまでと、 S_0 チップから S_{5119} チップまで乗じられる。

【0023】第2移動局は、第1移動局より時間オフセット α ($256 \times n$ チップ)だけ遅れてフレームが始まる。この時間Aで第2チャネルデータフレームに乗じられるスクランブルコードは S_{5120} であり、第1チャネルにおけるスクランブルコードと同じである。第1移動局の1つのフレームが終わる時間Bで、第2移動局の1つのフレームは終わらず、第2チャネルのスクランブルコードは、第1移動局のように新たに S_0 から始まる。

【0024】したがって、各移動局チャネルのデータフ

レームは、同時に同じスクランブルコードが乗じられる。前記のデスクランブルされた信号を逆拡散してチャネル間の干渉を減らし、同期化された基地局の復号器は、受信した信号をデスクランブルすることによって、全移動局のデータを完全に得ることができる。

【0025】ここで、スクランブルコードと1つのフレームの長さは38400チップであり、フレーム単位に図2に示すように乗じられる。1つのスロットの長さは、2560チップであり、直交コードは、図2に示すように、256チップ(1/10スロット)単位で繰り返して乗じられる。

【0026】図3は、本発明の実施の形態に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当ての際の移動局のコンピュータの動作を示すフローチャートである。

【0027】まず、ステップ31で、移動局が基地局から同期制御メッセージを受信する。この場合、前記の同期制御メッセージには、「拡散されたデータのm番目のスロットとスクランブルコードのn番目のチップとを乗じること。」という内容の時間マッチング情報が含まれている(第1ステップ)。ここでmとnは正の整数である。

【0028】ステップ33で、符号化器にビット単位のデータフレーム(伝送される信号)が入力される。

【0029】ステップ35で、移動局で150ビットからなる1つのデータフレームは15個のスロットに分けられ、1つのスロットと256チップからなる1つの直交コードとを乗じて、1ビットを256チップに拡散させる。すなわち、1つのフレームは、38400チップに拡散される(第2ステップ)。

【0030】ステップ37で、同期制御メッセージの時間マッチング情報に基づいて、前記の拡散データとスクランブルコードとを乗じて、符号化されたデータを生成する(第3ステップ)。換言すれば、拡散データに、同期制御メッセージに基づいて、フレームの始まりのスロットに該当するスクランブルコードが乗じられる。同じセル内にある全移動局チャネルに、同じスクランブルコードを同時に乗じることによって、基地局の復号器は、移動局から受信した信号のデスクランブルを正確に行うことができる。

【0031】ステップ39で、符号化された情報は、移動局から基地局に伝送される(第4ステップ)。その後、前述のように、基地局で逆拡散及びデスクランブルを行って、符号化されたデータを復号する(第5ステップ)。

【0032】本発明に係る技術思想は、上記の好ましい実施の形態によって具体的に説明されたが、上記の実施の形態はその説明のためのものであって、その制限のためのものでない。また、本発明の属する技術分野における通常の知識を有するものであれば、本発明の技術思想の範囲内で、種々の実施の形態に想到可能であり、それらも本発明の技術的範囲に属することは言うまでもな

い。

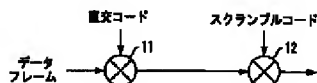
【0033】

【発明の効果】 上述のように、USTS技術を使用する本発明に係るコード割り当て方法によれば、逆方向同期伝送が行われ、逆方向チャネル間の干渉を最小化することができ、その結果、基地局の容量が増加する。また、チャネルを同期化することによって、チャネル間の直交特性を効果的に利用することができるので、通信の品質が向上する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施の形態に係るコード割り当て

【図1】



方法を説明するための符号化器の構成を示す図である。

【図2】 本発明の実施の形態に係る2つの移動局が存在する場合の説明図であり、直交コード及びスクランブルコードの使用方式及びノードBでのコード時間マッチング方式を示すフォーマット図である。

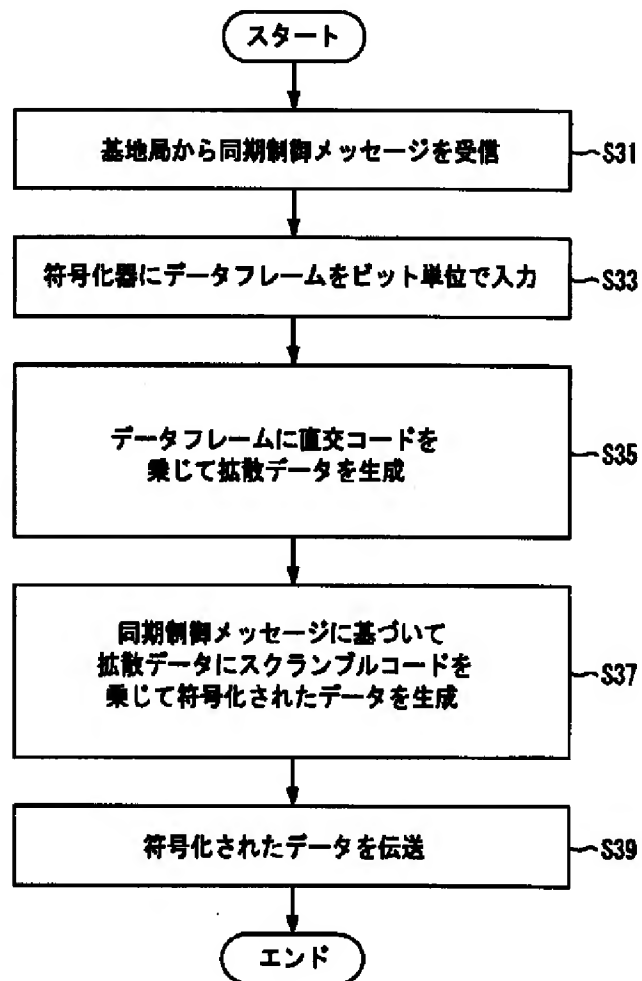
【図3】 本発明実施の形態に係る逆方向チャネル同期無線通信システムにおけるコード割り当ての際の移動局のコンピュータ動作を示すフローチャートである。

【符号の説明】

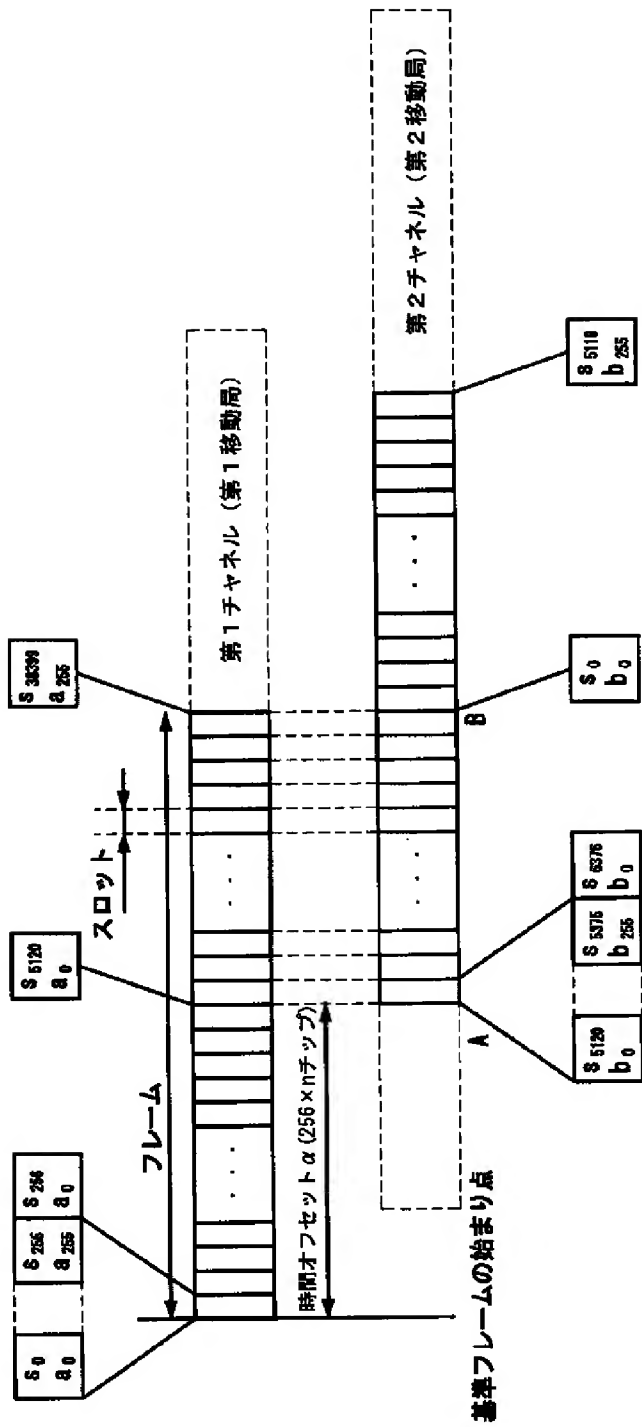
11 第1乗算器

12 第2乗算器

【図3】



【图 2】



フロントページの続き

(72)発明者 李 相 ▲ヨン▼

大韓民国城南市分唐区分唐洞 サビョル宇
邦アパートメント305-1502

(72) 發明者 金 珍 泳

大韓民国ソウル市中浪区墨1洞180-34

F ターム(参考) 5K022 DD01 DD21 DD31
5K067 AA22 CC10 DD00 DD25 EE02
EE10 HH21



US 20020003786A1

(19) **United States**(12) **Patent Application Publication**
Kim et al.(10) **Pub. No.: US 2002/0003786 A1**(43) **Pub. Date: Jan. 10, 2002**(54) **METHOD FOR ASSIGNING CODES IN
UPLINK OF SYNCHRONOUS WIRELESS
TELECOMMUNICATION SYSTEM****Publication Classification**(51) **Int. Cl.⁷ H04B 7/216; H04J 13/02**(52) **U.S. Cl. 370/335; 370/350; 375/145**(76) **Inventors: Duk-Kyung Kim, Seoul (KR);
Yoon-Seok Jung, Kyounggi-Do (KR);
Sang-Yun Lee, Kyounggi-Do (KR);
Jin-Young Kim, Seoul (KR)**(57) **ABSTRACT**

Correspondence Address:

**BLAKELY SOKOLOFF TAYLOR & ZAFMAN
12400 WILSHIRE BOULEVARD, SEVENTH
FLOOR
LOS ANGELES, CA 90025 (US)**

A method for assigning codes in an uplink of a synchronous code division multiple access (CDMA) telecommunication system is disclosed. The method for assigning a code in a reverse channel of a synchronous wireless telecommunication system, comprising the steps of: a) at a mobile station, receiving time matching information of a scrambling code from a base station; b) at the mobile station, spreading data frame to be transmitted by an orthogonal code, thereby generating a spread data; and c) at the mobile station, multiplying the spread data by a scrambling code based on the time matching information of the scrambling code, thereby generating an encoded data.

(21) **Appl. No.: 09/898,954**(22) **Filed: Jul. 3, 2001**(30) **Foreign Application Priority Data**

Jul. 4, 2000 (KR) 2000-38046

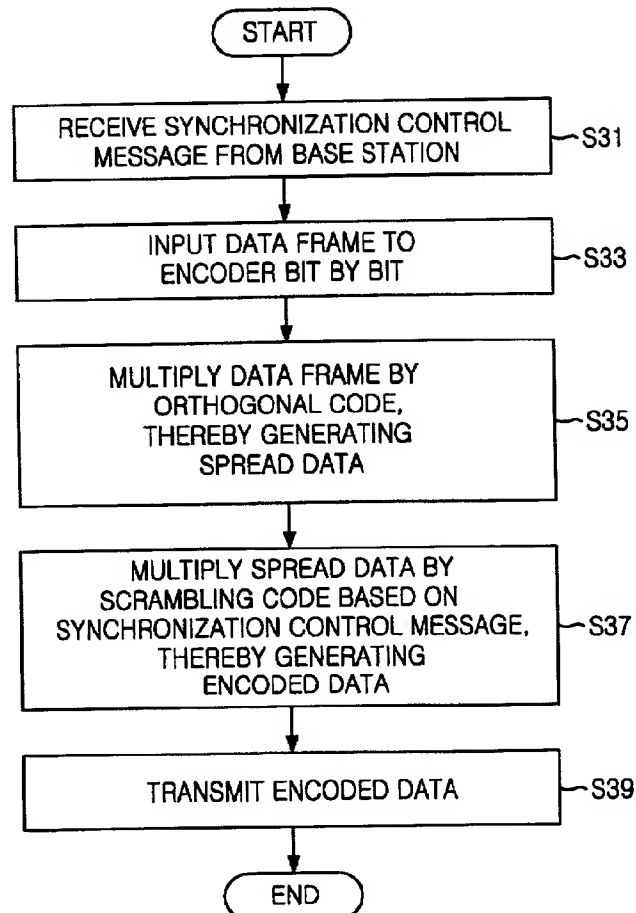


FIG. 1

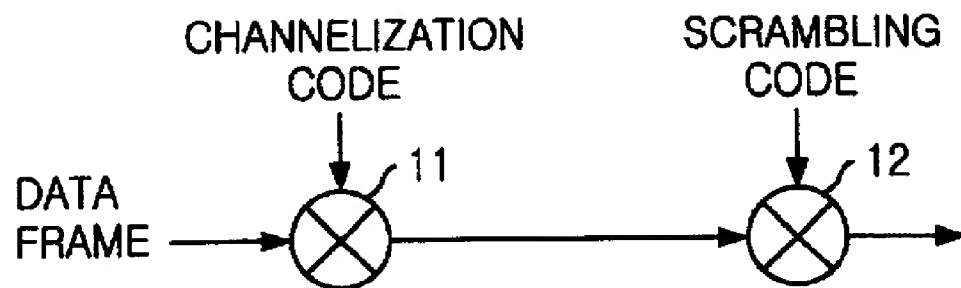


FIG. 2

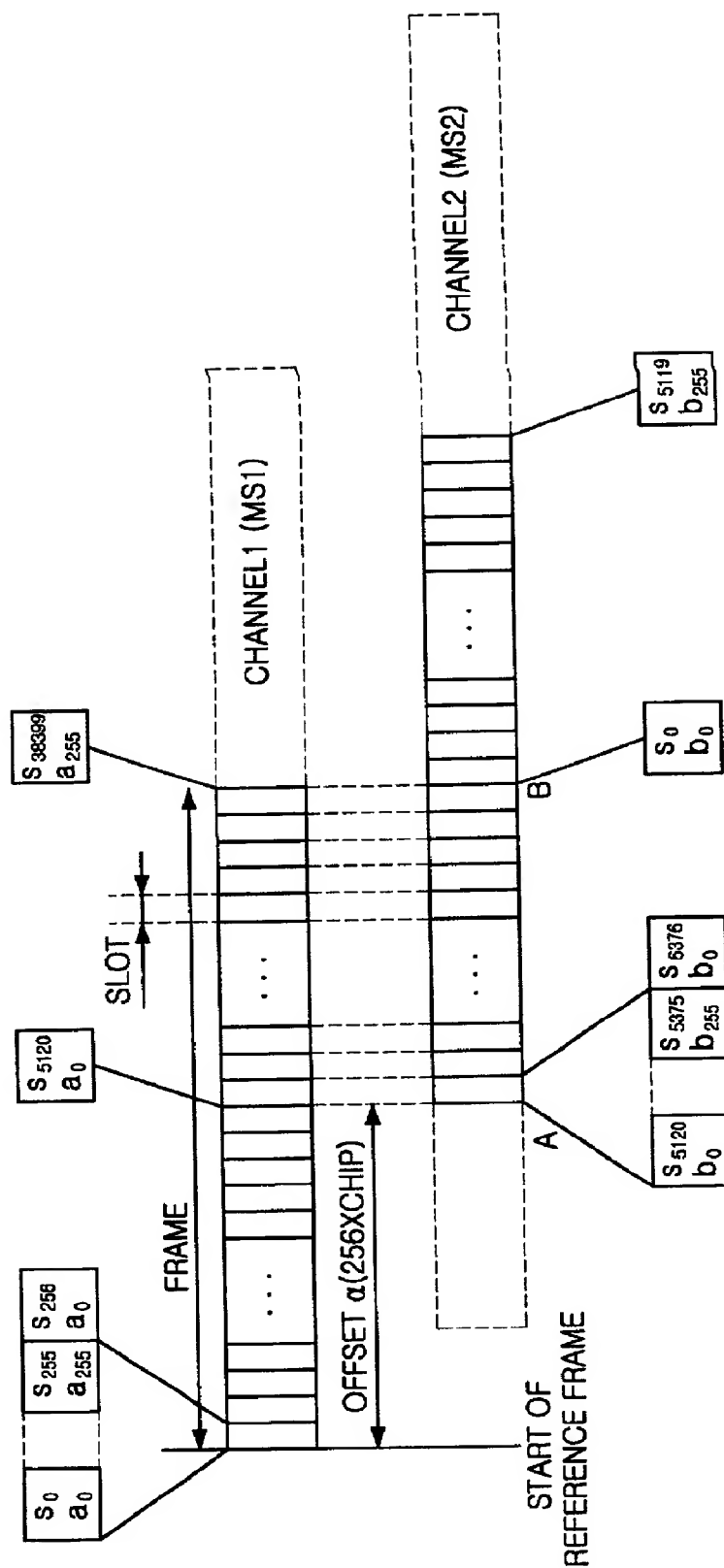
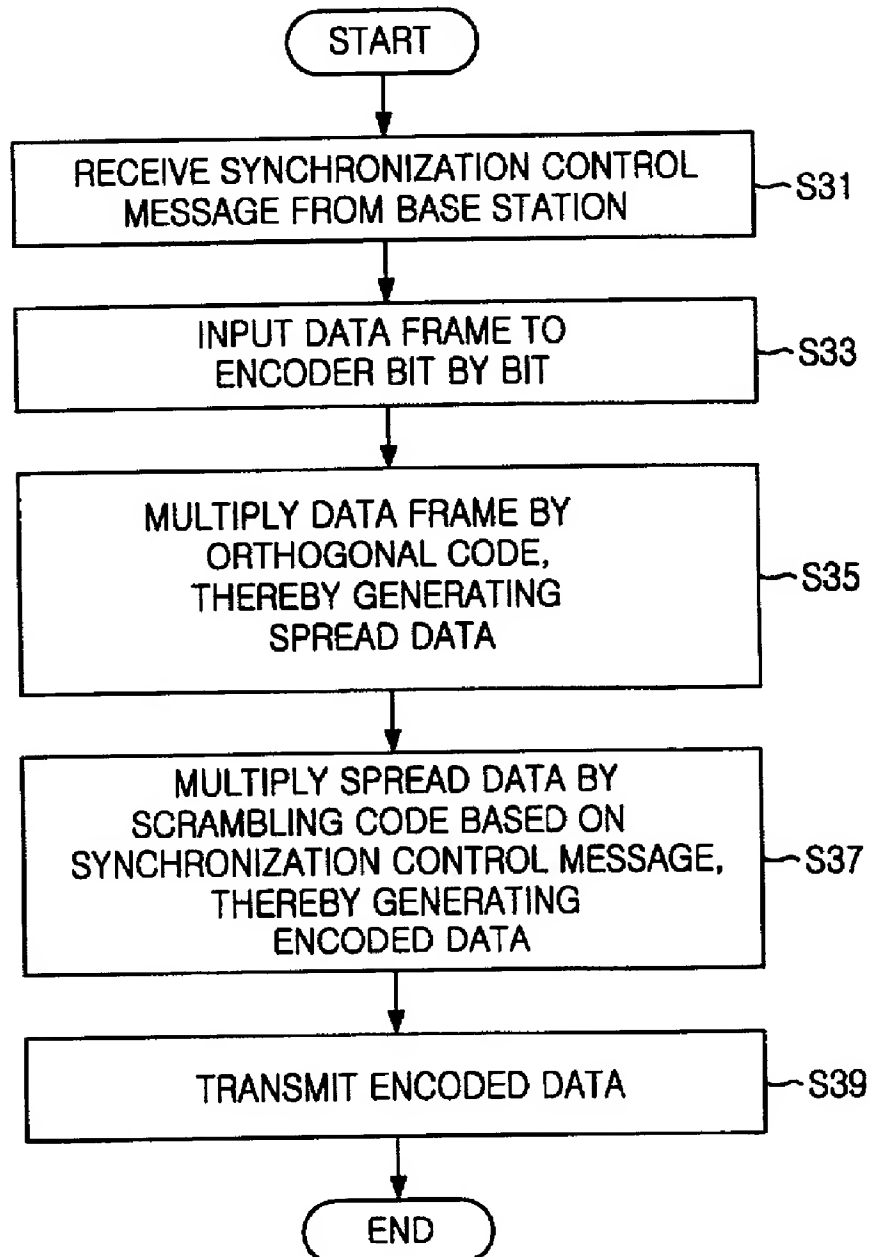


FIG. 3



METHOD FOR ASSIGNING CODES IN UPLINK OF SYNCHRONOUS WIRELESS TELECOMMUNICATION SYSTEM

FIELD OF THE INVENTION

[0001] The present invention relates to a method for assigning codes in an uplink of a synchronous code division multiple access (CDMA) telecommunication system; and, more particularly, to a method for assigning codes in an uplink of a synchronous CDMA telecommunication system in which a signal to be transmitted is spread by an orthogonal code and then multiplied by a scrambling code based on a synchronization control message from a base station.

DESCRIPTION OF THE PRIOR ART

[0002] A traffic channel between a base station and a mobile station in a conventional code division multiple access (CDMA) system includes a forward channel (downlink) and a reverse channel (uplink). At this time, multiple forward channels between the base station and multiple mobile stations located within coverage (cell) of one base station are synchronized with each other based on timing information. Therefore, when demodulating signals, interference between the channels can be considerably reduced by using orthogonal codes that are orthogonal from each other.

[0003] However, in the reverse channel, since the timing information is not used, the reverse channels cannot be synchronized. As the number of the reverse channels is increased, the interference in the reverse channel is increased. Therefore, capacity of the reverse channel is limited.

[0004] To increase the capacity of the reverse channel, it is necessary for multiple reverse channels to be synchronized by using the same timing information. The reverse channels are synchronized, and then, the interference between the reverse channels can be minimized by identifying the channels based on the orthogonal codes each having orthogonality. This method is referred to as "an uplink synchronous transmission scheme (USTS)".

[0005] One of core technologies necessary for the USTS is a code assignment, which has not been developed.

SUMMARY OF THE INVENTION

[0006] Therefore, it is an object of the present invention to provide a method for assigning codes so as to synchronize reverse channels in an uplink of a synchronous CDMA telecommunication system.

[0007] In accordance with an aspect of the present invention, there is provided a method for assigning codes in a reverse channel of a synchronous wireless telecommunication system, comprising the steps of: a) at a mobile station, receiving time matching information of a scrambling code from a base station; b) at the mobile station, spreading data frame to be transmitted by an orthogonal code, thereby generating a spread data; and c) at the mobile station, multiplying the spread data by a scrambling code based on the time matching information of the scrambling code, thereby generating an encoded data.

[0008] In accordance with another aspect of the present invention, there is provided a method for assigning a code in

a reverse channel of a synchronous wireless telecommunication system, comprising the steps of: a) at a base station, transmitting time matching information of a scrambling code to a mobile station; b) at a base station, receiving an encoded data which is scrambled based on the time matching information from the mobile station; and c) decoding the encoded data by despreading and descrambling the encoded data.

[0009] In accordance with further another aspect of the present invention, there is provided a computer readable recording medium in a mobile station having a processor, which stores instructions for executing a method for assigning a code in a reverse channel of a synchronous wireless telecommunication system, the method comprising the steps of: a) at a mobile station, receiving time matching information of a scrambling code from a base station; b) at the mobile station, spreading data frame to be transmitted by an orthogonal code, thereby generating a spread data; and c) at the mobile station, multiplying the spread data by a scrambling code based on the time matching information of the scrambling code, thereby generating an encoded data.

[0010] In accordance with still further another aspect of the present invention, there is provided a computer readable recording medium in a base station having a processor, which stores instructions for executing a method for assigning a code in a reverse channel of a synchronous wireless telecommunication system, comprising the steps of: a) at a base station, transmitting time matching information of a scrambling code to a mobile station; b) at a base station, receiving an encoded data which is scrambled based on the time matching information from the mobile station; and c) decoding the encoded data by despreading and descrambling the encoded data.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0011] Other objects and aspects of the invention will become apparent from the following description of the embodiments with reference to the accompanying drawings, in which:

[0012] FIG. 1 is a block diagram of an encoder applied to the present invention;

[0013] FIG. 2 is a diagram for illustrating data formats of an orthogonal code and a scrambling code in which there are two mobile stations, and for showing a method of matching timing of codes in a node B in accordance with the present invention; and

[0014] FIG. 3 is a flow chart of a code assigning method in an uplink of a synchronous wireless telecommunication system in accordance with the present invention.

PREFERRED EMBODIMENTS OF THE INVENTION

[0015] Uplink synchronous transmission scheme (USTS) technology will be described in more detail.

[0016] When a mobile station located in a coverage (cell) of a base station tries to set up a call through a reverse channel, a node B (base transceiver station) of the base station sets a reference time based on a round trip propagation delay and computes time offset between the reference time and start time of frame of the mobile station trying to

set up the call. When the mobile station receives a signal from the base station, also, the base station computes time offset between the reference time and start time of frame of the mobile station. The base station informs the mobile station of the time offset through a control information channel. The mobile station adjusts start time of its frame in a transmission channel to the reference time of the base station.

[0017] Another mobile station adjusts start time of its frame based on the time offset received from the base station. The time offset is necessary for the mobile station to generate a scrambling code to be multiplied by transmission data. Each scrambling code is assigned to a base station, and all the mobile stations in the coverage of the base station use the same scrambling code. The scrambling code is multiplied by the transmission data in order to identify the base station to which the transmission data is transmitted.

[0018] All the mobile stations within the coverage of the same base station have the same reference time, such that the orthogonal code can be used.

[0019] The orthogonal code has a faster chip rate than that of the transmission data. A bandwidth of the transmission data is increased to 1/chip rate by being multiplied by the orthogonal code. The orthogonal code is referred to as "a spreading code". In the forward channel, the orthogonal code is also referred to as "a channelization code". Since the orthogonal code has a high correlation between the same codes, the orthogonal code is accurately decoded. However, the orthogonal code has zero (0) correlation with the other codes. Therefore, the orthogonal code can make the correlation between the channels zero (0). In other words, the correlation between one channel and another channel spread by a different orthogonal codes is zero (0).

[0020] There are multiple channels from the mobile station to the base station. Each of the multiple channels is multiplied by a different orthogonal code in order to identify the channel and then multiplied by the same scrambling code in order to synchronize the multiple channels.

[0021] As mentioned above, one scrambling code is assigned to all of the mobile stations within the same cell, and the channels of the mobile stations are synchronized, thereby being capable of using the orthogonal characteristics between the channels.

[0022] Hereinafter, embodiments of the present invention will be described in detail referring to the accompanying drawings.

[0023] FIG. 1 is a block diagram of an encoder applied to the present invention.

[0024] Referring to FIG. 1, a signal to be transmitted is spread by being multiplied by an orthogonal code (spreading code) in a first multiplier 11, to thereby generate a spread signal. The spread signal is scrambled by being multiplied by the scrambling code in a second multiplier 12.

[0025] When decoding a received signal, the received signal is descrambled and then despread, such that an original signal is obtained.

[0026] FIG. 2 is a diagram for illustrating data formats of an orthogonal code and a scrambling code in which there are two mobile stations, and for showing a method of matching timing of codes in a node B.

[0027] The reference numeral "a" and "b" denote orthogonal codes, "s" a scrambling code. A spreading factor is 256.

[0028] Referring to FIG. 2, data frame in each of mobile stations within a cell has a different start time, because each of the mobile stations independently tries to set up a call. The base station informs each mobile station of the time offset from the reference time, such that each of the mobile stations can have the same reference time. The scrambling code which is multiplied to the multiple channels at the same time has the same number of chip.

[0029] When a first mobile station tries to set up a call, from front of the first frame to end of the last frame of a first channel of the first mobile station are multiplied by chips S_0 to S_{38390} of a scrambling code. When a second mobile station tries to set up a call during communication between the first mobile station and the base station, from front of the first frame to end of the last frame of a second channel are multiplied by chips S_{5120} to S_{38390} and S_0 to S_{5119} of the scrambling code.

[0030] The second channel is delayed from the first channel by the time offset ($256 \times n$ chip), however, the scrambling code multiplied by the data frame in the second channel at time A is S_{5120} which is the same as the first channel. At time B, one frame of the first channel is end and the frame of the second channel is not end, however, the scrambling code of the second channel is newly started as the same as that of the first channel.

[0031] Therefore, the data frame in the channel for each of the mobile stations is multiplied by the same scrambling code at the same time. The decoder of the base station can entirely obtain the data from the mobile stations by descrambling the received signals which are synchronized and can reduce interference between the channels by despreading the descrambled signals.

[0032] Here, the scrambling code and the frame has the same length, 38400 chips, and the scrambling code is multiplied by one frame. A slot has a length of 2560 chips, the orthogonal code is repeatedly multiplied by 256-chip ($\frac{1}{10}$ slot) of the data frame.

[0033] FIG. 3 is a flow chart of a code assigning method in an uplink of a synchronous wireless telecommunication system in accordance with the present invention.

[0034] A mobile station receives a synchronization control message from a base station at step S31. The synchronization control message includes time matching information that m_th slot of the spread data should be multiplied by n_th chip of the scrambling code. Here, m and n are integer numbers larger than 0.

[0035] Data frames to be transmitted are inputted to an encoder bit by bit at step S33.

[0036] In the mobile station, one data frame, 150 bits, is divided into 15 slots, and one slot is multiplied by a 256-chip orthogonal code, thereby spreading a bit into 256 chips at step S35. One frame is spread into 38400 chips.

[0037] The spread data is multiplied by the scrambling code based on the time matching information of the synchronization control message, thereby generating an encoded data at step S37. In other words, the spread data is multiplied by the scrambling code corresponding to the start

slot of the frame based on the synchronization control message. By multiplying the same scrambling code to the channels of all mobile stations in the same cell at the same time, the decoder of the base station can perform accurate descrambling of the received signals from the mobile stations.

[0038] The encoded data is transmitted to the base station at step S39.

[0039] Using the code assigning method according to the present invention, the uplink synchronous transmission scheme is implemented, and the interference between the reverse channels can be minimized, to thereby increase capacity of the base station. By synchronizing the channels, orthogonality between the channels can be effectively used, thereby increasing quality of the communication.

[0040] Although the preferred embodiments of the invention have been disclosed for illustrative purposes, those skilled in the art will appreciate that various modifications, additions and substitutions are possible, without departing from the scope and spirit of the invention as disclosed in the accompanying claims.

What is claimed is:

1. A method for assigning codes in a reverse channel of a synchronous wireless telecommunication system, comprising the steps of:

- a) at a mobile station, receiving time matching information of a scrambling code from a base station;
- b) at the mobile station, spreading data frame to be transmitted by an orthogonal code, thereby generating a spread data; and
- c) at the mobile station, multiplying the spread data by a scrambling code based on the time matching information of the scrambling code, thereby generating an encoded data.

2. The method as recited in claim 1, wherein the time matching information of the scrambling code is transmitted from the base station to the mobile station through a synchronization control message.

3. The method as recited in claim 1, wherein the time matching information of the scrambling code includes information indicating that m -th slot of the spread data should be multiplied by n -th chip of the scrambling code (here, m and n are integer numbers).

4. A method for assigning a code in a reverse channel of a synchronous wireless telecommunication system, comprising the steps of:

- a) at a base station, transmitting time matching information of a scrambling code to a mobile station;
- b) at the base station, receiving an encoded data which is scrambled based on the time matching information from the mobile station; and
- c) at the base station, decoding the encoded data by despreading and descrambling the encoded data.

5. The method as recited in claim 4, wherein the time matching information of the scrambling code is transmitted from the base station to the mobile station through a synchronization control message.

6. The method as recited in claim 4, wherein the time matching information of the scrambling code includes information indicating that m -th slot of the spread data should be multiplied by n -th chip of the scrambling code (here, m and n are integer numbers).

7. A computer readable recording medium in a mobile station having a processor, which stores instructions for executing a method for assigning a code in a reverse channel of a synchronous wireless telecommunication system, the method comprising the steps of:

- a) at a mobile station, receiving time matching information of a scrambling code from a base station;
- b) at the mobile station, spreading data frame to be transmitted by an orthogonal code, thereby generating a spread data; and
- c) at the mobile station, multiplying the spread data by a scrambling code based on the time matching information of the scrambling code, thereby generating an encoded data.

8. A computer readable recording medium in a base station having a processor, which stores instructions for executing a method for assigning a code in a reverse channel of a synchronous wireless telecommunication system, comprising the steps of:

- a) at a base station, transmitting time matching information of a scrambling code to a mobile station;
- b) at the base station, receiving an encoded data which is scrambled based on the time matching information from the mobile station; and
- c) at the base station, decoding the encoded data by despreading and descrambling the encoded data.

* * * * *

Patent number: JP2003530010 (T)
Publication date: 2003-10-07
Inventor(s):
Applicant(s): QUALCOMM INCORPORATED.
Classification:
- **international:** *H04B1/707; H04B17/00; H04B7/04; H04B7/06; H04B7/26; H04J11/00; H04J99/00; H04L27/26; H04B7/08; H04L25/02; (IPC1-7): H04J11/00; H04J15/00*
- **european:** *H04B7/04M1; H04B7/06C1F1C; H04L25/02C1; H04L25/02C11A5; H04L25/02C7A; H04L25/02C7C1A; H04L25/03B9; H04L5/00A3C; H04L5/00C5B*
Application number: JP20010573665T 20010320
Priority number(s): US20000539224 20000330; WO2001US09114 20010320

Abstract not available for JP 2003530010 (T)
Abstract of correspondent: **WO 0176110 (A2)**

Channel state information (CSI) can be used by a communications system to precondition transmissions between transmitter units and receiver units. In one aspect of the invention, disjoint sub-channel sets are assigned to transmit antennas located at a transmitter unit. Pilot symbols are generated and transmitted on a subset of the disjoint sub-channels. Upon receipt of the transmitted pilot symbols, the receiver units determine the CSI for the disjoint sub-channels that carried pilot symbols. These CSI values are reported to the transmitter unit, which will use these CSI values to generate CSI estimates for the disjoint sub-channels that did not carry pilot symbols. The amount of information necessary to report CSI on the reverse link can be further minimized through compression techniques and resource allocation techniques.

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テームト* (参考)
H 0 4 J 15/00		H 0 4 J 15/00	5 K 0 2 2
11/00		11/00	Z

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 91 頁)

(21) 出願番号 特願2001-573665(P2001-573665)
 (86) (22) 出願日 平成13年3月20日 (2001.3.20)
 (85) 翻訳文提出日 平成14年9月30日 (2002.9.30)
 (86) 国際出願番号 P C T / U S 0 1 / 0 9 1 1 4
 (87) 国際公開番号 W O 0 1 / 0 7 6 1 1 0
 (87) 国際公開日 平成13年10月11日 (2001.10.11)
 (31) 優先権主張番号 0 9 / 5 3 9 , 2 2 4
 (32) 優先日 平成12年3月30日 (2000.3.30)
 (33) 優先権主張国 米国 (U S)

(71) 出願人 クゥアルコム・インコーポレイテッド
 QUALCOMM INCORPORATED
 アメリカ合衆国、カリフォルニア州
 92121-1714、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5775
 (72) 発明者 ウォレス、マーク
 アメリカ合衆国、マサチューセッツ州
 01730 ベッドフォード、モデル・レーン
 4
 (74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外3名)

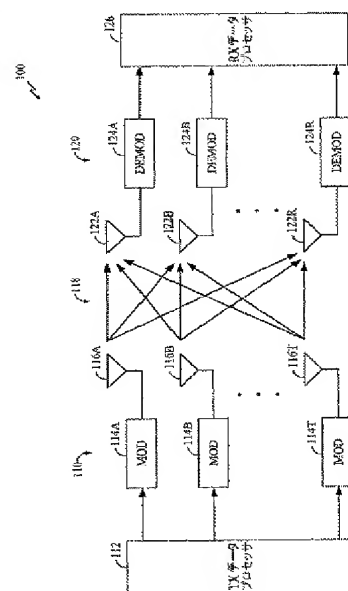
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高効率、高性能な通信システムにおけるチャネル状態情報の測定及び報告のための方法及び装置

(57) 【要約】

【課題】 高効率、高性能な通信システムにおけるチャネル状態情報の測定及び報告のための方法及び装置

【解決手段】 チャネル状態情報 (C S I) は、送信装置及び受信装置の間で予備条件送信のために通信システムにより使用されることができる。本発明の一つの観点において、共通の要素をもたないサブチャネルの組は、送信装置に位置決められた送信アンテナに対して割り当てられる。パイロットシンボルは、共通の要素をもたないサブチャネルの部分集合に形成され及び伝送される。送信されたパイロットシンボルを受けると、受信装置は、パイロットシンボルを伝えた共通の要素をもたないサブチャネルのための C S I を決定する。逆方向リンク上の C S I に報告するために必要な情報量は、圧縮技術及びリソース割振り技術を介して更に最小化されることができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 下記工程を具備する、多重入力/多重出力通信システムにおける伝搬チャネルの送信特性の測定及び報告のための方法：

複数のパイロット信号を生成する；

該複数のパイロット信号を、伝搬チャネルを通して送信装置及び複数の受信装置の間で送信する、ここにおいて、該送信装置は、少なくとも一つの送信アンテナを具備し、該複数の受信装置のそれぞれは、少なくとも一つの受信アンテナを具備し、及び該伝搬チャネルは、該送信装置及び該複数の受信装置の間に複数のサブチャネルを具備する；

該複数の受信装置のそれぞれで、該複数のパイロット信号のうちの少なくとも一つを受信する；

該複数のサブチャネルのうちの少なくとも一つのための送信特性の組を決定する、ここにおいて、該送信特性の組を決定する該工程は、該複数の受信装置のそれぞれで受信した該複数のパイロット信号のうちの少なくとも一つを使用する；

該複数の受信装置のそれぞれから該送信装置へ情報信号を報告する、ここにおいて、情報信号は、該複数のサブチャネルのうちの少なくとも一つに関する該送信特性の組を伝える；及び、

該情報信号に基づいて、送信装置で送信パラメータの組を最適化する。

【請求項2】 前記複数のパイロット信号を送信する前記工程は、下記工程を具備する、請求項1の方法：

共通の要素をもたない複数の直交周波数分割多重化（OFDM）サブチャネルの組を生成する、ここにおいて、該共通の要素をもたない複数のOFDMサブチャネルの組は、共通の要素をもたない、実質的に直交周波数分割多重化サブチャネルの組を具備できる；及び、

該共通の要素をもたない複数のOFDMサブチャネルの組の少なくとも一つで、該複数のパイロット信号の少なくとも一つを送信する。

【請求項3】 前記少なくとも一つの送信アンテナが、他のいかなる送信アンテナからも空間的に遠く離れている場合、該共通の要素をもたない複数のOF

DMサブチャネルの組を生成する前記工程は、該共通の要素をもたない複数のOFDMサブチャネルの組のうちの少なくとも一つを再利用する工程を具備する、請求項2の方法。

【請求項4】 該複数のサブチャネルのうちの少なくとも一つのための該送信特性の組を決定する前記工程は、該共通の要素をもたないOFDMサブチャネルの組のグループを分析する工程を具備する、請求項2の方法。

【請求項5】 前記送信特性の組は、平均的な干渉レベルを具備する、請求項4の方法。

【請求項6】 前記送信特性の組は、ノイズレベルを具備する、請求項4の方法。

【請求項7】 前記複数のパイロット信号は、複数の直交シーケンスを具備する、請求項1の方法。

【請求項8】 前記複数のパイロット信号は、複数のOFDMシンボルを具備する、請求項1の方法。

【請求項9】 前記複数のOFDMシンボルは、直交方向に符号化される、請求項8の方法。

【請求項10】 前記複数のOFDMシンボルは、ウォルシュコードシーケンスで直交方向に符号化される、請求項9の方法。

【請求項11】 前記複数のパイロット信号は、複数のシフトされた最大長のシフトレジスタシーケンス（ m -シーケンス）を具備する、ここにおいて、該複数のシフトされた m -シーケンスのそれぞれは、所定の周期により分割される、請求項1の方法。

【請求項12】 前記複数のパイロット信号は、複数のシフトされた、添付の m -シーケンスを具備する、ここにおいて、該複数のシフトされた、添付の m -シーケンスのそれぞれは、該 m -シーケンスの反復された部分を含む、請求項11の方法。

【請求項13】 前記共通の要素をもたないOFDMサブチャネルの組の前記グループは、下記を具備する、請求項4の方法：

主要なリンクと関連する該共通の要素をもたない複数のOFDMサブチャネ

ルの組のうちの少なくとも一つ；及び、

干渉するリンクの組と関連する該共通の要素をもたない複数のOFDMサブチャネルの組のうちの少なくとも一つ。

【請求項14】 前記情報信号は、前記主要なリンク及び前記干渉するリンクの組に関連する前記送信特性の組を伝える、請求項13の方法。

【請求項15】 送信パラメータを報告する前記工程は、下記工程を具備する、請求項2の方法：

前記主要なリンクの送信特性の組を代表する多項式の関数を生成する；及び、
前記多項式の関数と関連する係数の組を送信する。

【請求項16】 前記情報信号を報告する前記工程は、前記複数のサブチャネルのうちの少なくとも一つのための前記送信特性の組を圧縮する工程を具備する、ここにおいて、前記送信特性の組は、チャネル周波数応答上で実行される逆高速フーリエ変換から得られる、請求項2の方法。

【請求項17】 下記工程をさらに具備する、請求項1の方法：

前記送信装置で複数のスケジューリングメッセージを生成する；及び、
前記複数の受信装置のうちの少なくとも一つに、該複数のスケジューリングメッセージのうちの少なくとも一つを送信する、ここにおいて、該複数のスケジューリングメッセージのうちの前記少なくとも一つの受信で、前記複数の受信装置の前記少なくとも一つは、前記情報信号を報告する前記工程を予定する。

【請求項18】 下記を具備する、多重入力/多重出力通信システムの伝搬チャネルの送信特性を測定及び報告するための装置：

複数のパイロット信号を生成するための手段；

送信装置及び複数の受信装置間の伝搬チャネルを通して、該複数のパイロット信号を送信するための手段、ここにおいて、前記送信装置は、少なくとも一つの送信アンテナを具備する、前記複数の受信装置のそれぞれは、少なくとも一つの受信アンテナを具備する、及び前記伝搬チャネルは、前記送信装置及び前記複数の受信装置の間に複数のサブチャネルを具備する；

前記受信装置において、前記複数のパイロット信号のうちの少なくとも一つ

を受信するための手段；

前記複数のサブチャネルのうちの少なくとも一つのための送信特性の組を決定するための手段、ここにおいて、前記送信特性の組を決定する前記工程は、前記複数の受信装置のそれぞれで受信された前記複数のパイロット信号のうちの少なくとも一つを使用する；

前記複数の受信装置のそれぞれから前記送信装置に情報信号を報告するための手段、ここにおいて、前記情報信号は、前記複数のサブチャネルのうちの少なくとも一つのための前記送信特性の組を伝える；及び、

前記情報信号に基づいて、前記送信装置で送信パラメータの組を最適化するための手段。

【請求項 19】 下記工程を具備する、多重入力／多重出力（MIMO）システムのチャネル状態情報（CSI）を測定及び報告するための方法：

共通の要素をもたない複数のサブチャネルの組を複数の送信アンテナに割り当てる；

複数の直交周波数分割多重化（OFDM）パイロット信号を送信装置から複数の受信装置へ送信する、ここにおいて、該複数 OFDM パイロット信号の各々は、該共通の要素をもたない複数のサブチャネルの組のうちの少なくとも一つで送信される；

前記複数の OFDM パイロット信号を復調する；

前記共通の要素をもたない複数のサブチャネルの組の前記 CSI を決定する、ここにおいて、前記 CSI を決定する前記工程は、前記復調された複数の OFDM パイロット信号を使用する；

前記共通の要素をもたない複数のサブチャネルの組の前記 CSI を、前記送信装置に送信する；及び、

送信シンボルをあらかじめ調整する。

【請求項 20】 前記共通の要素をもたない複数のサブチャネルの組の前記 CSI を送信する前記工程は、下記工程を具備する、請求項 19 の方法：

前記 CSI を減じられた行列に圧縮する；及び、

前記減じられた行列の代表を前記送信装置に送信する。

【請求項 2 1】 前記減じられた行列は、チャンネル応答行列及び該チャンネル応答行列の複素共役を乗じた乗算結果である、ここにおいて、前記チャンネル応答行列は、複数の前記 C S I 利得値を含む、請求項 2 0 の方法。

【請求項 2 2】 前記減少した行列の前記代表は、固有モードの行列である、請求項 2 1 の方法。

【請求項 2 3】 前記共通の要素をもたない複数のサブチャンネルの組の前記 C S I を決定する前記工程は、下記工程をさらに具備する、請求項 1 9 の方法：

通信リンクが所定のしきい値より少ない数のマルチパス構成要素を有するかどうかを決定する；及び、

前記マルチパス構成要素の数が、前記所定のしきい値より少ない場合、前記通信リンクのチャンネル周波数応答の組で逆高速フーリエ変換（I F F T）操作を実行する、ここにおいて、前記 I F F T 操作の前記結果は、前記送信装置に送信されるチャンネル状態情報である。

【請求項 2 4】 下記を具備する、多重入力／多重出力通信システムのチャンネル状態情報（C S I）を測定及び報告するシステム：

共通の要素をもたない複数のサブチャンネルの組を複数の送信アンテナに割り当てるための、複数のパイロット信号を生成するための、該複数のパイロット信号のそれぞれを該共通の要素をもたない複数のサブチャンネルの組のうちの少なくとも一つに割り当てるための、及び送信データをあらかじめ調整するための、基地局におけるプロセッサ；

前記複数のパイロット信号を受信するための、及び前記複数のパイロット信号を前記複数の割り当てられた共通の要素をもたないサブチャンネルの組に変調するためのプロセッサに接続された変調器、ここにおいて、前記複数の割り当てられた共通の要素をもたないサブチャンネルの組は、前記複数の送信アンテナにより送信される；

前記共通の要素をもたない複数のサブチャンネルの組で伝えられたデータを受信するための、複数の受信装置のそれぞれにおける復調器；及び、

復調されたデータを分析するための、前記複数の受信装置のそれぞれにおける前記復調器に接続されたプロセッサ、ここにおいて、前記プロセッサは、変調

されたデータからのCSIを決定する及び前記基地局に送信するためのCSIメッセージを生成する、ここにおいて、前記CSIメッセージは、前記基地局において、送信データをあらかじめ調整するための前記プロセッサによって使われる。

【請求項25】 前記複数の受信装置のそれぞれで前記復調器に接続している前記プロセッサは、前記共通の要素をもたない複数のサブチャネルの組のサブセットのための前記CSIメッセージを生成する、請求項24のシステム。

【請求項26】 前記基地局における前記プロセッサは、複数の直交シーケンスを具備する複数のパイロット信号を生成する、請求項24のシステム。

【請求項27】 前記基地局における前記プロセッサは、複数の定期的なOFDMシンボルを具備する複数のパイロット信号を生成する、請求項24のシステム。

【請求項28】 前記基地局における前記プロセッサは、複数のシフトされた最大長のシフトレジスタシーケンス（m-シーケンス）を具備する複数のパイロット信号を生成する、請求項24のシステム。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は通信の分野に関する。より詳しくは、本発明は高効率、高性能な通信システムのチャンネル状態情報の測定及び報告に関する。

【０００２】

【従来の技術】

今日、無線通信システムは、フェージング及びマルチパスを経験するチャンネルを通して動作するために要求される。そのような通信システムは、以下にＩＳ－９５標準と称する「デュアルモード広帯域スペクトラム拡散セルラシステムのためのＴＩＡ／ＥＩＡ／ＩＳ－９５の移動局－基地局互換性標準に従う符号分割マルチプルアクセス（ＣＤＭＡ）システム」である。ＣＤＭＡシステムは、地上リンクを通してユーザ間の音声及びデータ通信をサポートする。多元アクセス通信システムのＣＤＭＡ技術の使用は、米国特許番号４、９０１、３０７のタイトル「人工衛星または地上中継器を使用しているスペクトル拡散多元接続通信システム」及び、米国特許番号５、１０３、４５９のタイトル「ＣＤＭＡセルラ電話システムの波形を形成するためのシステム及び方法」において、開示され、両方とも本発明の譲受人に譲渡され、ここにて取り込まれる。

【０００３】

ＩＳ－９５システムは、受信装置において、チャンネルパラメータを評価することによって、能率的に動作することができ、そしてそこでは受信信号を復調するためにこれらの評価されたチャンネルパラメータを使用する。ＩＳ－９５システムは、すべての基地局からパイロット信号の送信を要求することによって、チャンネル評価を効率的にする。このパイロット信号は、受信装置によって、公知の循環するＰＮ-タイプのシーケンスである。パイロット信号のローカルレプリカ（local replica）と受信されたパイロット信号の相関は、受信装置にチャンネルの複合インパルス応答（complex impulse response）を評価させ、従って復調器パラメータを調整するのを可能にする。ＩＳ－９５の波形及びシステムパラメータによって、受信装置により測定されたチャンネルコンディション（channel conditions）

上の情報を送信器ユニットへ報告することは、必要ないかもしくは有益でない。

【0004】

無線通信に絶えず成長するよう要求が与えられるため、より高い効率、より高い性能の無線通信システムは望ましい。より高性能な無線通信システムの一つのタイプは、多重受信アンテナに伝搬チャネルを通して送信するために多重送信アンテナを使用する多重入力／多重出力（MIMO）システムである。より低い性能のシステムのように、MIMOシステムの伝搬チャネルは、隣接したアンテナからの干渉と同様にマルチパスの有害な効果を受ける。送信された信号が、異なる遅延を有する多重伝搬路を通して受信装置に到着する時、マルチパス（multipath）は発生する。信号が多重伝搬路から到着する時、信号の構成要素が破壊的に結合する可能性があり、それはフェージング（fading）と呼ばれる。有効性を改良し、MIMOシステムの複雑性を減少させるために、伝搬チャネルの特性に関する情報が、送信の前に信号をあらかじめ調整する目的で送信装置へ返送されることができる。

【0005】

伝搬チャネルの特性が素早く変わる時、信号をあらかじめ調整することはむずかしいことがある。チャネル応答は、受信装置の動きのため時間とともに変化することが有りえ、また受信装置を囲む環境中で変化する。移動環境が与えられると、最適の性能は、フェージング及び干渉統計量のようなチャネル特性に関する情報が決定され、チャネル特性がかなり変化する前に送信装置にただちに送信されることを要求する。測定の遅延及びリポーティングプロセス（reporting process）が増加するにつれて、チャネル応答情報のユーティリティ（utility）は減少する。現在の要求は、チャネル特性の迅速な決定を提供する効率的な技術に対して存在する。

【0006】

【発明の開示】

本発明は高効率、高性能な通信システムにおいて、チャネル状態情報の測定及び報告のための方法と装置に関し、下記工程を具備する：複数のパイロット信号を形成する；送信装置及び複数の受信装置間の伝搬チャネルを通して複数のパイ

ロット信号を送信する、ここにおいて、送信装置は、少なくとも一つの送信アンテナを具備する、複数の受信装置のそれぞれは、少なくとも一つの受信アンテナを具備する、及び伝搬チャネルは、送信装置と複数の受信装置との間の複数のサブチャネル (sub-channels) を具備する；複数の受信装置のそれぞれにおいて、複数のパイロット信号のうちの少なくとも一つを受信する、複数のサブチャネルのうちの少なくとも一つのための一組の送信特性を決定する、ここにおいて、送信特性の組を決定する工程は、複数の受信装置のそれぞれで受信された複数のパイロット信号のうちの少なくとも一つを使用する；複数の受信装置のそれぞれから送信装置へ情報信号を報告する、ここにおいて、情報信号は、複数のサブチャネルのうちの少なくとも一つのための送信特性の組を伝える；及び、情報信号に基づいて、送信装置で一組の送信パラメータを最適化する。

【0007】

本発明の一つの観点において、パイロットシンボル (pilot symbols) は、共通の要素をもたない複数のOFDMサブチャネルの組上で送信される。パイロットシンボルが共通の要素をもたないOFDMサブチャネル上で送信される時、伝搬チャネルの特性はパイロットシンボルを伝えている一組のKサブチャネルを通して決定されることができる、ここにおいて、Kは、システム中のOFDMサブチャネルの数より少ない。共通の要素をもたないサブチャネル上のパイロットシンボルを送信することに加えて、システムは、伝搬チャネルの特性を決定するために用いられ得る時間領域のパイロットシーケンス (pilot sequence) を送信できる。パイロットシンボルの形成及び送信とともに、本発明の観点は、伝搬チャネルの特性を復元するために必要な情報の量を圧縮することである。

【0008】

【特定の実施例の詳細な説明】

本発明の特徴、性質及び利点は、図中の全体に対応して識別する参照符号を参照しながら、後述の詳細な説明からより明瞭になる。

【0009】

図1Aは、発明のいくつかの実施例を実施することが可能な多重入力／多重出力 (MIMO) 通信システム100の図である。通信システム100は、スペク

トルの有効性を増強し、性能を改良し及びフレキシビリティ (flexibility) を強化するために、アンテナ、周波数及び時間的ダイバーシティの組み合わせを提供することに有効である可能性がある。増加されたスペクトルの有効性は、利用可能なシステムの帯域幅をより活用できる時と場所において、1ヘルツ当たり1秒当たり (bps/Hz) より多くのビットを送信する能力によって、特徴付けられる。より高いスペクトルの有効性を得る技術は、下記に詳述されている。改良された性能は、例えば与えられたリンクの搬送波対雑音+干渉比 (carrier-to-noise-plus-interference ratio) (C/I) のためのより低いビット誤り率 (BER) またはフレーム誤り率 (FER) によって、定量化されることができる。そして、拡張フレキシビリティは、相異し典型的に異なる要求を有する複数ユーザに対応する能力によって、特徴づけられる。一つには、これらの目標は、マルチ搬送波変調、時分割多重化 (TDM)、多重送信および/または受信アンテナ、そして、他の技術を使用することにより達成されることができる。発明の特徴、観点及び利点は、下記に詳述されている。

【0010】

図1Aに示すように、通信システム100は第2のシステム120と通信する第1のシステム110を含む。システム110は、(1) データを受信または形成する、(2) アンテナ、周波数または時間的ダイバーシティ、またはそれらの組み合わせを提供するためにデータを処理する、及び(3) 多くの変調器 (MOD) 114a乃至114tに、処理された変調シンボル (modulation symbols) を提供する、(送信) データプロセッサ112を備える。それぞれの変調器114は、更に変調シンボルを処理して、送信に適しているRF変調された信号を形成する。変調器114a乃至114tからのRF変調された信号は、それぞれのアンテナ116a乃至116tから、通信リンク118を通してシステム120に送信される。

【0011】

図1Aにおいて、システム120は送信された信号を受信する多くの受信アンテナ122a乃至122rを含み、そしてそれぞれの復調器 (DEMOD) 124a乃至124rに受信信号を提供する。図1Aに示すように、それぞれの受信

アンテナ 1 2 2 は、例えばシステム 1 1 0 で使用するオペレーティングモード、送受信アンテナの指向性、通信リンクの特性、その他のようないくつかのファクタ (factors) に従って一つ以上の送信アンテナ 1 1 6 から信号を受信できる。各々の復調器 1 2 4 は、送信器で使用する変調方式と相補的な復調方式を使用して、それぞれの受信信号を復調する。復調器 1 2 4 a 乃至 1 2 4 r からの復調されたシンボルは、それから、出力データを提供するためにシンボルを更に処理する (受信) データプロセッサ 1 2 6 に提供される。送信器及び受信装置でのデータ処理は、下記にさらに詳述されている。

【 0 0 1 2 】

図 1 A は、システム 1 1 0 からシステム 1 2 0 への順方向リンク送信だけを示している。この構成は、データブロードキャスト (data broadcast) 及び他の一方向のデータ送信アプリケーションのために使うことができる。双方向通信システムにおいて、簡潔さのために図 1 A に示されないが、システム 1 2 0 からシステム 1 1 0 への逆方向リンクもまた提供される。双方向通信システムのために、それぞれのシステム 1 1 0 及び 1 2 0 は、装置からデータが送信されているかまたは受信されているかどうかに従って、送信装置または受信装置、または同時に両方として動作することがありえる。

【 0 0 1 3 】

簡潔さのために、通信システム 1 0 0 は一つの送信装置 (すなわちシステム 1 1 0) 及び一つの受信装置 (すなわちシステム 1 2 0) を含むと示される。しかしながら、一般に、多重送信アンテナ及び多重受信アンテナは、それぞれの送信装置及びそれぞれの受信装置に存在する。本発明の通信システムは、いかなる数の送信装置及び受信装置をも含むことができる。

【 0 0 1 4 】

図 1 A に示されるように、それぞれの送信装置は単一の送信アンテナまたは多くの送信アンテナを含むことができる。同様に、これも図 1 A に示されるように、各々の受信装置は単一の受信アンテナまたはいくつかの受信アンテナを含むことができる。例えば、通信システムは、いくつかのリモートシステム (すなわち、CDMA システムのリモートステーションと同様の加入者ユニット) に、デー

タを送信するいくつかのアンテナ及び上記システムからデータを受信するいくつかのアンテナを有しているセントラルシステム (central system) (すなわち、IS-95 CDMAシステムの基地局と同様の) を含むことができ、それらのうちのいくつかは一つのアンテナを含み、他のものは多重アンテナを含む。

【0015】

ここで使用しているように、アンテナは空間において、分散される一つ以上のアンテナの構成要素の一まとまりを指す。アンテナの構成要素は、物理的に単一のサイトまたは分散型の上部の多重サイトに位置できる。単一のサイトで物理的に同じ位置に配置されるアンテナの構成要素は、アンテナアレー (antenna array) (例えば、CDMA基地局のためのような) として動作されることができる。アンテナネットワークは、一まとまりのアンテナアレーまたは物理的に切り離された要素 (例えばいくつかのCDMA基地局) から成る。アンテナアレーまたはアンテナネットワークは、ビーム (beams) を形成する能力及びアンテナアレーまたはネットワークから多重ビームを送信する能力により設計されることができる。例えば、CDMA基地局は、同じアンテナアレーからカパレージェリア (またはセクター) の3つの相異なるセクションまで、最高3つのビームを送信するための能力により設計されることができる。このように、3つのビームは、3つのアンテナからの3つの送信として見られることが可能である。

【0016】

本発明の通信システムは、能力と同様に相異なる要求を有する加入者ユニットをサポートする能力があるマルチユーザ (multi-user)、多重アクセス通信方式を提供するように設計されることができる。この方式によって、システムの総稼動帯域幅W (total operating bandwidth) (例えば1.2288MHz) が、高度に異なるデータレート、遅延及びサービス品質 (QOS) 要求を有することができるサービスの相異なるタイプの間で効率的に共有されることができる。

【0017】

サービスのそのような異なるタイプの実施例は、音声サービス及びデータサービスを含む。音声サービスは、低いデータレート (例えば8 kbps から 32 kbps)、短い処理遅延 (例えば100 msecの全体的な単方向遅延に対して

3ミリ秒)、及びその延長期間の間の通信チャネルの持続した使用によって、典型的に特徴づけられる。典型的に音声サービスにより課されるこの短い遅延要求は、システムリソース (system resources) の小さい断片に、通話の間、それぞれの音声通話に当てられるよう要求する。対照的に、可変量データが散発的な時間に送られる「バースティ (bursty)」トラフィック (traffics) によって、データサービスは特徴づけられる。このデータ量は、バーストからバースト (burst-to-burst) へ、及びユーザからユーザへ、有意に変化できる。高効率のために、発明の通信システムは、必要に応じて一部の利用可能なリソース (resources) を音声サービス及びデータサービスに対する残留するリソースに割り当てる能力により設計されることができる。使用可能なシステムリソースの断片は、また、ある種のデータサービスまたはデータサービスのある種のタイプのために当てられることが可能である。

【0018】

各々の加入者ユニットによって、なし遂げられるデータレートの分散は、いくつかの最小及び最大瞬間値 (例えば、200 kbps から 20 Mbps 以上まで) の間を広く変化できる。いかなる与えられたモーメント (given moment) における特定の加入者ユニットのためになし遂げられるデータレートは、使用可能な送信電力、通信リンク (すなわち C/I) の品質、符号方式、その他、いくつかの要因により影響され得る。それぞれの加入者ユニットのデータレート要求は、極小値 (例えば、音声通話のための 8 kbps) からサポートされる最大の瞬間ピークレート (例えば、バースティデータサービスのための 20 Mbps) まで様々に広く変動できる。

【0019】

音声及びデータトラフィック (data traffic) のパーセントは、典型的に余分の時間 (over time) を変更する確率変数である。本発明の一つの観点に従って、同時に効率的にサービスの両方のタイプをサポートするために、発明の通信システムは、音声及びデータトラフィックの量に基づいて利用可能リソースを動的に割り当てる能力により設計されている。以下、動的にリソースを割り当てる方式について説明する。リソースを割り当てるもう一つの方式は、上述した米国特

許出願直列No. 08/963, 386に記載されている。

【0020】

本発明の通信システムは、上記された特徴および効果を提供し、異なる要求を有するサービスの相異なるタイプをサポートすることができる。特徴は、アンテナ、周波数または時間的ダイバーシティ、またはそれらの組み合わせを使用することによって、成し遂げられる。アンテナ、周波数または時間的ダイバーシティは、独立して達成されることができ、動的に選ばれることができる。

【0021】

ここで使用しているように、アンテナダイバーシティは、複数のアンテナを通じたデータの送信および／または受信を指し、周波数ダイバーシティは、複数のサブバンド(sub-band)を通じたデータの送信を指し、時間的ダイバーシティは、複数の時間周期を通じたデータの送信を指す。アンテナ、周波数及び時間的ダイバーシティは、サブカテゴリ(subcategories)を含むことができる。例えば、送信のダイバーシティは、通信リンクの信頼性をいわば改良するために複数の送信アンテナを使用することを指し、受信ダイバーシティは、通信リンクの信頼性をいわば改良するために複数の受信アンテナを使用することを指し、空間のダイバーシティは、信頼性を改良するため、および／または通信リンクの容量を増強するために、多重送信及び受信アンテナを使用することを指す。送受信ダイバーシティはまた、リンク容量を増強することなく通信リンクの信頼性を改良するために、組み合わせて使うことができる。アンテナ、周波数及び時間的ダイバーシティの種々の組合せはこのように、達成されることができ、本発明の範囲内である。

【0022】

周波数ダイバーシティは、直交周波数分割多重化(OFDM)のようなマルチ搬送波(multi-carrier)変調方式を用いて提供されることができ、そしてそれは、動作している帯域幅の種々のサブバンドを通してデータを送信することを可能にする。時間的ダイバーシティは、相異なる時間を通してデータを送信することにより達成され、そしてそれは、時分割多重方式(TDM)の使用により容易に完成されることができ、本発明の通信システムのこれらの種々の観点、下

記に詳述されている。

【0023】

本発明の一つの観点に従って、送信装置におけるいくつかの(N_T)送信アンテナ、または受信装置におけるいくつかの(N_R)受信アンテナ、または送信装置及び受信装置の両方における多重アンテナを使用することによって、アンテナのダイバーシティは達成される。地上通信システム(例えばセルラシステム、ブロードキャストシステム(broadcast system)、MMD Sシステム、その他)において、送信装置からのRF変調された信号は、いくつかの伝送路を経て受信装置に到着できる。

【0024】

伝送路の特徴は、いくつかのファクタに基づいて、典型的に時間を通して異なる。複数の送信または受信アンテナが使われる場合、及び、一般に少なくとも存続範囲(extent)に忠実であるが、送信及び受信アンテナ間の伝送路が独立している(すなわち、相関していない(uncorrelated)場合、アンテナの数が増加するにつれて、送信された信号を正しく受信する可能性は増大する。通常、送信及び受信アンテナの数が増加するにつれて、ダイバーシティは増大し、性能は改善される。

【0025】

アンテナダイバーシティは、要求された性能を提供するために通信リンクの特性に基づいて動的に提供される。例えば、より高い程度のアンテナのダイバーシティは、いくつかのタイプの通信(例えば搬送)のために、いくつかのタイプのサービス(例えば音声)のために、いくつかの通信リンク特性(例えば低いC/I)のために、またはいくつかの他の状況または考慮のために、提供されることができる。

【0026】

ここで使用しているように、アンテナのダイバーシティは送信のダイバーシティ及び受信のダイバーシティを含む。送信のダイバーシティのために、データは多重送信アンテナを通して送信される。典型的に、付加的処理は、所望のダイバーシティを達成するために送信アンテナから送信されたデータ上で実行される。

例えば、相異なる送信アンテナから送信されたデータは、遅れることができ、またはやがて再整理されることができ、または、符号化され使用可能な送信アンテナ全体に交互に配置されることができる。また、周波数及び時間的ダイバーシティが、相異なる送信アンテナと連携して使うことができる。受信のダイバーシティのために、変調された信号は多重受信アンテナで受信される、及び、ダイバーシティは単に相異なる伝送路を経た信号を受信することにより達成される。

【0027】

本発明の他の観点に従って、周波数のダイバーシティはマルチ搬送波変調方式を使用することにより達成されることができる。多大な効果を有するそのような方式は、OFDMである。OFDM変調によって、全体的な送信チャネルは、同じかまたは相異なるデータを伝送するために用いられるいくつかの(L)並列サブチャネルに本質的に分割される。全体的な送信チャネルはWの総稼動帯域幅を占め、各々のサブチャネルは W/L の帯域幅を有し相異なる中心周波数に中心を置くサブバンドを占める。それぞれのサブチャネルは、総稼動帯域幅の一部である帯域幅を有する。各々のサブチャネルはまた、下記のように、特定の(及びおそらく固有の)処理、符合化及び変調方式と関係し得る独立したデータ送信チャネルと考えられることが可能である。

【0028】

データは、分割されることができ、そして周波数のダイバーシティを提供するために定義された2つ以上のいかなるサブバンドの組を通して送信されることができる。例えば、特定の加入者ユニットに対する送信は、タイムスロット(time slot) 1においてはサブチャネル1、タイムスロット2においてはサブチャネル5、タイムスロット3においてはサブチャネル2、及びその他を通して発生できる。もう一つの実施例として、特定の加入者ユニットのためのデータは、タイムスロット1(例えば、両方のサブチャネルに送信されている同じデータを有する)においてはサブチャネル1及び2、タイムスロット2においてはサブチャネル4及び6、タイムスロット3においてはサブチャネル2だけ、またその他を通して送信されることができる。オーバータイム(over time)の相異なるサブチャネルを通じたデータの送信は、周波数選択性フェージング及びチャネルひず

みを経験している通信システムの性能を改良できる。OFDM変調の他の利点は、以下に記載する。

【0029】

本発明の更に他の観点に従って、時間的ダイバーシティは相異なる時間において、データを送信することにより達成され、それは時分割多重化（TDM）を使用することでより容易に完成されることができる。データサービス（及びおそらく音声サービス）のために、データ送信は、通信リンクにおいて、時間に依存する劣化にイミュニティを提供するために選ばれることができたタイムスロットを通して発生する。時間的ダイバーシティはまた、交錯法の使用によっても達成されることができる。

【0030】

例えば、特定の加入者ユニットに対する送信は、タイムスロット1乃至xを通して、または、1乃至x（例えばタイムスロット1、5、8、その他）から可能なタイムスロットのサブセット（subset）に発生できる。それぞれのタイムスロットで送信されるデータ量は、可変かまたは一定でありえる。多重タイムスロットを通して送信は、例えばインパルス雑音及び干渉のための、正しいデータ受信の可能性を向上させる。

【0031】

アンテナ、周波数及び時間的ダイバーシティの組み合わせによって、本願発明の通信システムは確固とした性能を提供できる。アンテナ、周波数および／または時間的ダイバーシティは、少なくともいくつかの送信データの正しい受信の可能性を向上させ、そしてそれは、それから他の送信において、発生する可能性があるなんらかのエラーを（例えば復号を通して）修正するために用いることができる。アンテナ、周波数及び時間的ダイバーシティの組み合わせによって、通信システムは、異なるデータレート、遅延処理、及びサービス品質要求を有するサービスの相異なるタイプを同時に収めることができる。

【0032】

本発明の通信システムは、それぞれアンテナ、周波数または時間的ダイバーシティまたはそれらの組み合わせを使用している多くの相異なる通信方式において

、設計され、動作されることができる。通信方式は、例えば、ダイバーシティ通信モード (diversity communications mode) 及びMIMO通信モードを含む。ダイバーシティ及びMIMO通信モードの種々の組合せはまた、通信システムによってもサポートされることができる。また、他の通信方式も、実施されることができる、本発明の範囲内である。

【0033】

ダイバーシティ通信モードは、送信および／または受信ダイバーシティ、周波数、または時間的ダイバーシティ、またはそれらの組み合わせを使用し、そして一般に通信リンクの信頼性を改良するために用いられる。ダイバーシティ通信モードの一つの実施の形態において、送信装置は可能な構成の有限集合から変調及び符号方式 (すなわち構成) を選択する。そしてそれは、受信装置に公知である。例えば、それぞれのオーバーヘッド (overhead) 及び共通チャネルは、全ての受信装置に公知である特定の構成と関連していることができる。特定のユーザ (例えば、音声通話またはデータ送信) のためにダイバーシティ通信モードを使用する時、方式および／または構成は、(例えば、前の準備から) 演繹的に公知であることができ、または受信装置によって、(例えば、共通チャネルを経て) 協定されることができる。

【0034】

ダイバーシティ通信モードにおいて、データは一つ以上のアンテナから、一つ以上の期間で、一つ以上のサブチャネル上で送信される。割当られたサブチャネルは、同じアンテナと関連している、または相異なるアンテナと関連しているサブチャネルである可能性がある。「純粋な」ダイバーシティ通信モードとも称するダイバーシティ通信モードの共通の適用において、データは全ての使用可能な送信アンテナから目的受信装置まで送信される。純粋なダイバーシティ通信モードは、データレート要求が低い所、またはC/Iが低い時、または両方ともあてはまる時の事例において、使うことができる。

【0035】

MIMO通信モードは、通信リンクの両端でアンテナのダイバーシティを使用し、一般に両方の信頼性を改良するために用いられ、そして通信リンクの容量を

増大する。MIMO通信モードは、アンテナのダイバーシティとあわせて周波数および／または時間的ダイバーシティを更に使用できる。MIMO通信モード（それは、空間通信方式としても本願明細書において、称されることができる）は、以下に記載する一つ以上の処理方式を使用する。

【0036】

ダイバーシティ通信モードは、一般に、特に高C/Iレベルにおいて、MIMO通信モードより低いスペクトル有効性を有する。しかしながら、低い、適度なC/I値において、ダイバーシティ通信モードは同等の効率を達成し、より実施しやすくなることができる。一般に、MIMO通信モードの使用は、特に適度な高C/I値において使用されるとき、より大きいスペクトル効率を提供する。データレート要求を高くするのに適度な時、MIMO通信モードはこのように都合よく使うことができる。

【0037】

通信システムは、同時にダイバーシティ及びMIMO通信モードをサポートするように設計されることができる。通信方式は、種々の方法で適用されることができ、また、増大されたフレキシビリティ（flexibility）のために、サブチャネルベース（sub-channel basis）上で独立して適用されることができる。MIMO通信モードは、典型的に特定のユーザに適用される。しかしながら、それぞれの通信方式は、サブチャネルのサブセット全体に、または全てのサブチャネル全体に、或いは他の何らかのベース上で、それぞれのサブチャネルに独立して適用されることができる。例えば、MIMO通信モードの使用は特定のユーザ（例えばデータユーザ）に適用されることができ、同時に、ダイバーシティ通信モードの使用はもう一つ特定のユーザ（例えば音声ユーザ）に相異なるサブチャネル上で適用されることができる。ダイバーシティ通信モードはまた、例えばより高い接続経路損失（path loss）を経験しているサブチャネル上で適用されることもできる。

【0038】

本発明の通信システムはまた、いくつかの処理方式をサポートするように設計されることもできる。送信装置が通信リンクのコンディション（すなわち「状態

」)を表す情報を備えている時、性能をさらに改善し効率をあげるために、付加的な処理が送信装置で実行されることができる。全チャネル状態情報 (full channel state information) (CSI) または部分的なCSIは、送信装置のために使用可能でありえる。全CSIは、それぞれのサブバンドのための送受信アンテナの全ての対の間の伝搬路の十分な特性づけ (すなわち振幅及びフェーズ) を含む。全CSIは、サブバンドにつきC/Iを含む。全CSIは、下記のように、送信アンテナから受信アンテナまで伝送路のコンディションを記述している複合の利得値の一組の行列に表現されることができる。部分的なCSIは、例えば、サブバンドのC/Iを含むことができる。全CSIまたは部分的なCSIによって、送信装置は受信装置への送信の前にデータをあらかじめ調整する。

【0039】

送信装置は、送信アンテナに示される信号を、特定の受信装置に固有な方法であらかじめ調整できる (例えば、前処理はその受信装置に割り当てられたそれぞれのサブバンドのために実行される)。チャネルがその時からこれといって変化しない限り、それは受信装置により測定され、その後送信器へ送られ、送信をあらかじめ調整するために使われ、予定された受信装置は送信を復調できる。この実施の形態において、全CSIベースのMIMO通信は、送信された信号をあらかじめ調整するために用いられたCSIと関連している受信装置によって、のみ復調されることができる。

【0040】

部分的なCSI、または非CSI処理方式において、送信装置は共通の変調及び符号方式 (例えば、それぞれのデータチャネル送信上の) を使用することができる。そしてそのときには (理論的には) 全ての受信装置により復調されることができる。部分的なCSI処理方式において、単一の受信装置は、C/Iを指定することができる。そして全てのアンテナで使用される変調は、その受信装置 (例えば、信頼性が高い送信のための) に従って、選択されることができる。他の受信装置は、送信の復調を試みることができ、それらが十分なC/Iを有する場合はうまく送信を回復できる可能性がある。共通の (例えばブロードキャスト) チャネルは、全てのユーザに到着するための非CSI処理方式を使用することができる。

【0041】

一例として、MIMO通信モードが、一つの特定のサブチャネル上で4つの送信アンテナから送信されたチャネルデータストリーム (channel data stream) に適用されると仮定する。そのチャネルデータストリームは、4つのデータサブストリーム (sub-streams) に、それぞれの送信アンテナに一つのデータサブストリームに非多重化 (demultiplexed) される。それぞれのデータサブストリームは、その後、そのサブバンド及びその送信アンテナのためにCSIに基づいて選択された特定の変調方式 (例えば、M-PSK、M-QAM、またはその他) を使用して変調される。4つの変調サブストリームはこのように、4つのデータサブストリームのために生成され、それぞれの変調サブストリームは変調シンボルのストリーム (stream) を含んでいる。4つの変調サブストリームは、それから、あらかじめ調整された変調シンボルを生成するために、下記の等式 (1) に表されたように、固有ベクトル行列を使用してあらかじめ調整される。あらかじめ調整された変調シンボルの4つのストリームは、4つの送信アンテナの4つの結合器 (combiner) に、それぞれ提供される。それぞれの結合器は、受信されたあらかじめ調整された変調シンボルを、関連する送信アンテナの変調シンボルベクトルストリーム (modulation symbol vector stream) を生成するための他のサブチャネルの変調シンボルを用いて結合する。

【0042】

並列データストリームが各々の割当られたサブチャネルの各々のチャネル固有モード (eigenmodes) 上で特定のユーザに送信されるMIMO通信モードにおいて、典型的に全CSIに基づく処理が使用される。全CSIに基づく類似した処理は、使用可能な固有モードのサブセット上のみの送信が、各々の割当られたサブチャネル (例えば、ビームステアリング (beam steering) を実行するために) に収容されるところにおいて、実行されることができる。全CSI処理 (例えば送受信装置での増大された複雑性、受信装置から送信装置へのCSIの送信のための増大されたオーバーヘッド、その他) と関係するコストのため、全CSI処理は、性能及び効率の付加的な増加が正当化されるところにおけるMIMO通

信モードにおけるある事例に適用されることができる。

【0043】

全CSIが使用可能でない事例において、伝送路（または部分的なCSI）上のより少ない記述情報は、使用可能であることがあり得、送信の前にデータをあらかじめ調整するために用いることができる。例えば、各々のサブチャネルのC/Iは、使用可能であり得る。C/I情報はその後、重要な、及びシステム容量が増大するサブチャネルにおいて、要求された性能を提供するために、種々の送信アンテナからの送信を制御するために用いられることが可能である。

【0044】

ここで使用しているように、全CSIに基づく処理方式は、全CSIを使用する処理方式を示し、また、部分的なCSIに基づく処理方式は、部分的なCSIを使用する処理方式を示す。全CSIに基づく処理方式は、例えば、MIMO通信モードの全CSIに基づく処理を利用する全CSI-MIMOモードを含む。例えば、部分的なCSIに基づく方式は、MIMO通信モードの部分的なCSIに基づく処理を利用する部分的なCSI-MIMOモードを含む。使用可能なチャネル状態情報（例えば固有モードまたはC/1）を使用して送信装置がデータを予め調整することを可能とするために、全CSIかまたは部分的なCSI処理が使用される事例において、受信装置からのフィードバック情報は要求され、そしてそれは逆リンク容量の一部を使用する。したがって、全CSI及び部分的なCSIに基づく処理方式と関係するコストがある。そのコストは、どの処理方式を使用すべきかについての選択の考慮に入れられなければならない。部分的なCSIに基づく処理方式は、オーバーヘッドの要求がより少なく、いくつかの事例において、より効率的でありえる。オーバーヘッドを要求しない、CSIに基づく処理方式は一つもなく、他のいくつかの環境の下で、全CSIにIに基づく処理方式または部分的なCSIに基づく処理方式より効率的であり得るCSIに基づく処理方式は一つもない。

【0045】

図2は、本願発明の通信システムの少なくともいくつかの観点を視覚的に例示した図である。図2は、送信装置において、 N_T 送信アンテナの一つからの送信

の具体例を示す。図2において、横軸は時間であり、縦軸は周波数である。この例では、送信チャネルは16のサブチャネルを含んでおり、一連のOFDMシンボルを送信するために用いられ、それぞれのOFDMシンボルは、16のサブチャネルの全てをカバーしている（一つのOFDMシンボルは、図2の最上位に示され、16のサブバンドの全てを含む）。TDM構造も図示されており、データ送信はタイムスロットに仕切られ、それぞれのタイムスロットは、例えば一つの変調シンボルの長さの持続時間を有する（即ち、それぞれの変調シンボルは、TDMインターバルとして使われる）。

【0046】

使用可能なサブチャネルは、信号、音声、トラフィックデータ（traffic data）、その他を送信するために用いられることが可能である。図2に示される実施例において、タイムスロット1の変調シンボルはパイロットデータに対応する。そして、それは受信装置が同期しチャネル評価を実行するのを助けるために周期的に送信される。時間とともにパイロットデータ及び周波数を分散するための他の技術が、使われることもでき、それはまた、本発明の範囲内である。加えて、全てのサブチャネルが使用される場合（例えばおよそ $1/W$ のチップ期間を伴うPNコード）、パイロットインターバルの間、特定の変調方式を利用することは有利であることあり得る。パイロット変調シンボルの送信は特定のフレームレート（frame rate）で典型的に発生する。そしてそれは通常、通信リンクの変動の正確な追跡を可能にするのに十分速く選択される。

【0047】

パイロット送信に使用されないタイムスロットは、従って様々なタイプのデータを送信するために用いられることが可能である。例えば、サブチャネル1及び2は受信装置に、制御及びブロードキャストのデータを送信するために確保されることができる。これらのサブチャネル上のデータは、一般に全ての受信装置により受信されることを目的とする。しかしながら、制御チャネル上のいくつかのメッセージは、ユーザに特異的であり得、ことができ及びしたがって、エンコードされることができる。

【0048】

音声データ及びトラフィックデータは、残りのサブチャネルにおいて、送信されることができる。図2に示される実施例にとって、タイムスロット (time slots) 2乃至9におけるサブチャネル3は音声通話1に使われ、タイムスロット2乃至9におけるサブチャネル4は音声通話2に使用され、タイムスロット5乃至9におけるサブチャネル5は音声通話3に使用され、及びタイムスロット7乃至9におけるサブチャネル6は、音声通話6に使用される。

【0049】

残りの使用可能なサブチャネル及びタイムスロットは、トラフィックデータの送信に使うことができる。図2に示される実施例において、データ一つの送信は時間の5乃至16が溝をつけるサブチャネルを使用すること2及び時間の7乃至16が溝をつけるサブチャネル7、データ2つの送信は時間の5乃至16が溝をつけるサブチャネルを使用する3及び4及び時間の6乃至16が溝をつけるサブチャネル5、データ3つの送信は時間の6乃至16が溝をつけるサブチャネルを使用する6、データ4つの送信は時間の7乃至16が溝をつけるサブチャネルを使用する8、データ5つの送信はタイムスロット9及びデータ6つの送信の7乃至11が使用するサブチャネルを使用する時間の12乃至16が溝をつけるサブチャネル9。データ1乃至6の送信は、一つ以上の受信装置へのトラフィックデータの送信を表すことができる。

【0050】

本発明の通信システムは、トラフィックデータの送信を柔軟にサポートする。図2に示すように、特定のデータ送信（例えばデータ2）は多重サブチャネルおよび／または多重タイムスロットを通して発生できる及び、多重データ送信（例えばデータ5及び6）は一つのタイムスロットで発生できる。データ送信（例えばデータ1）はまた、連続しないタイムスロットで発生することもできる。システムは、一つのサブチャネル上の多重データ送信をサポートするように設計されることができる。例えば、音声データはトラフィックデータによって、多重送信されることができる、及び単一のサブチャネル上で送信されることができる。

【0051】

データ送信の多重化は、OFDMシンボルからシンボルまで潜在的に変わるこ

とができる。さらに、この通信方式は、ユーザとユーザで相異できる（例えば、一つの音声またはデータの送信とその他で）。例えば、音声ユーザはダイバーシティ通信モードを使用することができ、データユーザはMIMO通信モードを使用できる。この概念は、サブチャネルレベルまで拡大されることができる。例えば、データユーザは、残りのサブチャネルの十分なC/I及びダイバーシティ通信モードを有するサブチャネルのMIMO通信モードを使用できる。

【0052】

アンテナ、周波数及び時間的ダイバーシティは、多重アンテナから、相異なるサブバンドの多重サブチャネル上で、多重タイムスロットを通して、データを送信することによって、それぞれ達成されることができる。例えば、特定の送信（例えば、音声通話1）のアンテナのダイバーシティは、2つ以上のアンテナを通して特定のサブチャネル（例えば、サブチャネル1）上で（音声）データを送信することにより達成されることができる。特定の送信（例えば、音声通話1）の周波数のダイバーシティは、相異なるサブバンド（例えば、サブチャネル1及び2）の2つ以上のサブチャネル上でデータを送信することにより達成されることができる。アンテナ及び周波数のダイバーシティの組み合わせは、2つ以上のアンテナから及び2つ以上のサブチャネル上でデータを送信することによって、得られることが可能である。時間的ダイバーシティは、多重タイムスロットを通してデータを送信することにより達成されることができる。例えば、図2に示すように、タイムスロット7におけるデータ1送信は、タイムスロット2におけるデータ1送信の（例えば、新規または繰り返しの）部分である。

【0053】

同じかまたは相異なるデータは、所望のダイバーシティを得るために多重アンテナからおよび／または多重サブバンド上で送信されることができる。例えばデータは、（1）一つのアンテナから一つのサブチャネルで、（2）多重アンテナから一つのサブチャネル（例えばサブチャネル1）で、（3）全てのNTアンテナから一つのサブチャネルで、（4）一つのアンテナから一組のサブチャネル（例えばサブチャネル1及び2）で、（5）多重アンテナから一組のサブチャネルで、（6）全てのNTアンテナから一組のサブチャネルで、または（7）一組の

アンテナから一組のチャネルで（例えば一つのタイムスロットにおいて、アンテナ1及び2からサブチャネル1、もう一つのタイムスロットにおいて、アンテナ2からサブチャネル1及び2、及びその他）送信されることができる。このように、サブチャネル及びアンテナのいかなる組み合わせも、アンテナ及び周波数のダイバーシティを提供するために用いられることが可能である。

【0054】

最も多くのフレキシビリティを提供し、高性能及び高効率を達成する能力がある本発明のある実施例に従って、それぞれの送信アンテナのためのそれぞれのタイムスロットにおけるそれぞれのサブチャネルは、例えばパイロット、信号、ブロードキャスト、音声、トラフィックデータ、及びその他、又はそれらの組み合わせ（例えば、多重化音声及びトラフィックデータ）のようないかなるタイプのデータを送信するために使用されることができる、送信の独立ユニット（すなわち変調シンボル）として見られることが可能である。そのような設計において、音声通話は時間とともに動的に割り当てられた相異なるサブチャネルでありえる。

【0055】

フレキシビリティ、性能及び効率は、下記のように、変調シンボルの間の独立性を認めることによって、更に達成される。例えば、その特定の時間、周波数及び空間でリソースの最良の使用に結びつく変調方式（例えば、M-PSK、M-QAM、その他）から、それぞれの変調シンボルを、生成できる。

【0056】

いくつかの制約は、送信装置及び受信装置の設計及び実施の形態を単純化するために設定されることができる。例えば、音声通話は電話の間に、特定のサブチャネルに割り当てられることが可能である、または、サブチャネルとしてのそのような時間まで、再割当は実行される。また、信号および／またはブロードキャストデータは、受信装置が演繹的に、データを受信するためにどのサブチャネルを復調するべきかについて知っているために、いくつかの固定サブチャネル（例えば図2に示すように、制御データのためのサブチャネル1及び、ブロードキャストデータのためのサブチャネル2）に指定されることができる。

【0057】

また、それぞれのデータ送信チャネルまたはサブチャネルは、送信の間または新規な変調方式が割り当てられるような時まで、特定の変調方式（例えば、M-PSK、M-QAM）に制限されることができる。例えば、図2において、サブチャネル3上の音声通話1は、QPSKを使用することができ、サブチャネル4上の音声通話2は、16-QAMを使用することができ、タイムスロット2におけるデータ1の送信は、8-PSKを使用することができ、タイムスロット3乃至5におけるデータ2の送信は、16-QAM、及びその他を使用できる。

【0058】

TDMの使用は、音声データ及びトラフィックデータの送信により大きいフレキシビリティを与え、リソースの種々の割当ては予測されることができる。例えばユーザは、それぞれのタイムスロットのために一つのサブチャネルを、または同等に、4つのタイムスロット毎に4つのサブチャネルを、またはその他の割り当てを割り当てられることが可能である。TDMは、改良された効率のために指定されたタイムスロット（slot(s)）でデータが集められ及び送信されることを可能にする。

【0059】

音声活動が送信器で実施される場合、サブチャネル効率が最大にされるために、どんな音声も送信されていないインターバル（intervals）で、送信器は他のユーザをサブチャネルに割り当てることができる。使われていない音声周期を通じてはどんなデータも送信できない結果、ネットワークのもう一つのセルの同じサブチャネルを使用しているシステムの他のユーザに現れる干渉レベルを減少し、送信器は、サブチャネルにおいて、送信される電力を減少、（またはターンオフ（turn-off））させることができる。同じ特徴はまた、オーバーヘッド、制御、データ及び他のチャネルに拡大されることができる。

【0060】

連続する時間周期に渡る使用可能なリソースのわずかな部分の割当ては、典型的により小さい遅延という結果になり、音声のような遅延高感度サービスにより適していることができる。TDMを使用している送信は、可能な限りの付加的な遅

延をかけて、より高い効率を提供できる。本発明の通信システムは、ユーザ要求を満たすためにリソースを割り当てることができ、高い効率及び性能を達成できる。

【0061】

【MIMOシステムのチャネル状態情報の測定及び報告】

関連する分散的なチャネル効果を有し、多重送信アンテナ及び多重受信アンテナを使用するシステムの複雑性、を考慮すると、好適な変調技術はOFDMであり、それは、チャネルを一組の非干渉狭帯域チャネルまたはサブチャネルに効果的に分解する。適当なOFDM信号デザインによって、ひとつのサブチャネル上で送信された信号は、「平坦で、弱まっている」ように見える、すなわち、チャネル応答は、サブチャネルバンド幅以上で実際上一定である。チャネル状態情報またはCSIは、それぞれのサブチャネルのための送受信アンテナの全ての組の間の伝搬経路（即ち、振幅及び位相）の十分な特性描写を含む。CSIも、C/I情報として公知である、それぞれのサブチャネルの干渉及びノイズの相対的なレベルの情報を含む。CSIは下記のように、送信アンテナから受信アンテナへの送信経路の状態を記述している複合の利得値の一組の行列に表現されることができる。CSIについては、送信装置は受信装置に送信する前にデータをあらかじめ調整する。

【0062】

CSI処理を以下に簡潔に記載する。CSIが送信装置で使用可能な時、単純な方法は多重入力／多重出力チャネルを一組の独立チャネルに分解することである。送信装置において、チャネル転送機能を与えられて、残された固有ベクトルは、相異なるデータストリーム（data streams）を送信するために用いられることが可能である。それぞれの固有ベクトルにより使用される変調アルファベットは、固有値によって、与えられるその方式の使用可能なC/Iにより決定される。Hが N_T 送信装置アンテナの構成要素のためのチャネル応答を与える $N_R \times N_T$ 行列、及び特定の時間におけるNR受信装置アンテナの構成要素、であるとすれば、及び \underline{x} がチャネルへの入力の N_T ベクトルであるとすれば、受信された信号は、

【数1】

$$\underline{y} = \underline{H}\underline{x} + \underline{n}$$

として表されることができる。ここで、 \underline{n} は干渉を加えたノイズを表す N_R ベクトルである。その共役転置を有するチャネル行列の積により形成される H 行列の固有ベクトルの分解は、

【数2】

$$\underline{H}^* \underline{H} = \underline{E} \underline{\tilde{E}} \underline{E}^*$$

として表されることができる。ここで、シンボル $*$ は共役転置を示し、 E は固有ベクトル行列であり、

【数3】

$$\underline{\tilde{E}}$$

は固有値の対角行列であり、両方とも $N_T \times N_T$ 次元である。送信装置は、固有ベクトル行列 E を使用して、 N_T 変調シンボルの組 \underline{b} を変換する。 N_T 送信アンテナから送信された変調シンボルは、それゆえ、

【数4】

$$\underline{x} = \underline{E} \underline{b}$$

として表されることができる。全てのアンテナのための、前処理は、

【数5】

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & \dots & e_{1N_T} \\ e_{21}, & e_{22}, & \dots & e_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T 1}, & e_{N_T 2}, & \dots & e_{N_T N_T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_T} \end{bmatrix} \quad \text{Eq (2)}$$

として表される行列乗算演算により達成されることができる。

ここで、 b_1 、 b_2 …及び b_{N_T} は、それぞれ送信アンテナ1、2… N_T の特定のサブチャネルのための変調シンボルであり、ここにおいて、それぞれの変調シンボルは、例えばM-PSK、M-QAM及びその他を使用して、下記のように生成されることができる；

E は、送信アンテナから受信アンテナまでの送信損失に関する固有ベクトル行列である；及び、

x_1 、 x_2 、…、 x_{N_T} は、あらかじめ調整された変調シンボルであり、
【数6】

$$x_1 = b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{1N_T}$$

$$x_2 = b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{2N_T}$$

$$x_{N_T} = b_1 \cdot e_{N_T 1} + b_2 \cdot e_{N_T 2} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{N_T N_T}$$

として表されることができる。

【0063】

H^*H はエルミート (Hermitian) であるので、固有ベクトル行列は単一である。それで、 \underline{b} の構成要素が同等の電力を有するとすれば、 \underline{x} の構成要素も同等の電力を有する。受信された信号は、

【数7】

$$\underline{\mathbf{y}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{E}}\underline{\mathbf{b}} + \underline{\mathbf{n}}$$

として表されることができる。

【0064】

受信装置は、チャネル-整合フィルタ操作、続いて、正しい固有ベクトルによる乗算を実行する。チャネル-整合フィルタ操作の結果はベクトル $\underline{\mathbf{z}}$ であり、

【数8】

$$\underline{\mathbf{z}} = \underline{\mathbf{E}}^* \underline{\mathbf{H}}^* \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{E}} \underline{\mathbf{b}} + \underline{\mathbf{E}}^* \underline{\mathbf{H}}^* \underline{\mathbf{n}} = \underline{\ddot{\mathbf{E}}} \underline{\mathbf{b}} + \underline{\hat{\mathbf{a}}} \quad \text{Eq.(2)}$$

として表されることができる。ここで、新規なノイズ術語は、

【数9】

$$\underline{\underline{E(\hat{n}\hat{n}^*)}} = E(\underline{\mathbf{E}}^* \underline{\mathbf{H}}^* \underline{\mathbf{n}} \underline{\mathbf{n}}^* \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{E}}) = \underline{\mathbf{E}}^* \underline{\mathbf{H}}^* \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{E}} = \underline{\Lambda}$$

として表されることができる共分散を有する。即ち、ノイズ構成要素は、固有値によって与えられる変化から独立している。 $\underline{\mathbf{z}}$ の i 番目の構成要素の C/I は、 λ_i であり、

【数10】

$$\ddot{\mathbf{E}}$$

の i 番目の対角の構成要素である。

【0065】

送信装置はこのように、固有値によって与えられる C/I に基づいて、各々の固有ベクトルのための変調アルファベット（即ち、信号集団）を選択できる。 $C/S/I$ が受信装置において測定され、そして送信装置において送信をあらかじめ調整するために報告され使用される時間の間、チャネル状態がこれといって変わらないという条件で、通信システムの性能は、既知の C/I を有する独立した AW

G Nチャネルの組のそれと同等であり得る。

【0066】

そのようなシステムは、図1Bにおいて、例示される。ステップ141において、送信装置140は多重データサブチャネルにデータを変換する。相異なるQAM集団は、SNRの方式及びサブチャネルに依存して使用される。それぞれのサブチャネルのためのデータは、そのサブチャネルのための固有モード行列によって、あらかじめ調整される。ステップ142において、特定のアンテナのためのあらかじめ調整されたデータは、時間-領域信号を生み出すために逆の高速フーリエ変換（IFFT）操作を受ける。ステップ143において、伝搬チャネルの時間分散がある場合には、周期的拡張または周期的プレフィックス（prefix）がOFDMサブチャネルの中の直角を維持するために時間-領域信号に追加される。一つの延長されたシンボル値は、それぞれのOFDMサブチャネルのために生成されて、これ以後はOFDMシンボルとして称される。ステップ144において、OFDMシンボルは、多重送信アンテナから送信される。

【0067】

受信装置145の多重アンテナは、ステップ146で信号を受信する。ステップ147において、受信された信号は、受信された信号をチャネライズする（channelize）ために離散的なフーリエ変換（DFT）操作を受ける。ステップ148において、全ての受信アンテナを通したそれぞれのサブチャネルからのデータは処理される。この処理工程において、チャネル特性に関する情報は、データから抜き取られて、より圧縮されたフォーマットに変換される。一つの圧縮技術は、共役チャネル応答の使用、及び、チャネル特性を記載するために必要な情報の量を減じる固有モード行列である。ステップ149において、圧縮されたチャネル状態情報を含んでいるメッセージは受信装置145から送信装置140まで送信され、それは更なる送信をあらかじめ調整するために用いられる。

【0068】

CSIの派生を容易にするために、送信波形は、最初の前置きのための周知のパイロットシンボルから構成される。

【0069】

相異なる送信アンテナのためのパイロット波形は、図1Cに $N_t = 4$ の場合として図示されたように、OFDMサブチャネルの共通の要素をもたない組を具備する。

【0070】

OFDM変調によって、伝搬チャネルは、 L 平行サブチャネルに分割される。

【0071】

CSIをただちに決定するために、完全に周知のシンボルから構成されている最初の前置きが送信される。相異なる送信-受信アンテナパターン of 異なるチャネル応答を効率的に区別するために、パイロット信号はサブチャネルの共通の要素をもたないサブセットを割り当てられる。図1Cは、共通の要素をもたないサブチャネルのサブセットから構成される例示的なOFDMパイロット構造の図である。サブチャネル $\{0, 1, 2, \dots, 2^n - 1\}$ から構成されたサブチャネルの組は、共通の要素をもたない4つのサブチャネルのサブセット $A = \{0, 4, 8, \dots, 2^n - 4\}$ 、 $B = \{1, 5, 9, \dots, 2^n - 3\}$ 、 $C = \{2, 6, 10, \dots, 2^n - 2\}$ 、及び、 $D = \{3, 7, 11, \dots, 2^n - 1\}$ に分解される。サブチャネルのサブセットA150は、送信アンテナTx1 151上で送信され、サブチャネルのサブセットB152は、送信アンテナTx2 153上で送信され、サブチャネルのサブセットC154は、送信アンテナTx3 155上で送信され、サブチャネルのサブセットD156は、送信アンテナTx4 157上で送信される。全てのサブチャネルは、送信アンテナの間で共通の要素をもたないため、通常、それぞれの送信アンテナは、チャネル全体のすべての $N_{t,h}$ サブチャネル上で送信する。周知のパイロットシンボルは、サブチャネルのサブセット中の全てのサブチャネル上で送信されることが出来る。特定の送信アンテナによって、使われるサブチャネル間の最小間隔は、チャネルパラメータ (channel parameters) の関数である。チャネル応答が大きい遅延拡散を有する場合、それで、密な間隔が必要であり得る。要求された間隔が、単一のOFDMシンボルをもつ全てのユーザのために達成されることが出来るわけではないほどアンテナの数が十分な大きさでない場合、一つ以上の多重パイロットシンボルでサブチャネルの共通の要素をもたないサブセットを割り当てられるそれぞれのアン

テナと共に、多くの連続的なOFDMシンボルが使用されることができる。

【0072】

送信装置におけるそれぞれの送信アンテナから、受信装置は共通の要素をもたないサブチャネル上のパイロットシンボルを受信して、共通の要素をもたないサブチャネルのチャネル特性に関して決定をする。上述したように、受信装置は一つ以上の受信アンテナを有することができる。 $\underline{x} = \{x_i, i = 1, \dots, K\}$ は、単一の送信アンテナのためのKパイロットサブチャネル上で送信されるべきパイロットシンボル値であると仮定する。受信装置は、値 $y_{ij} = h_{ij} x_i + n_{ij}$ を受信する。ここにおいて、 h_{ij} は j^{th} 受信アンテナで受信される i^{th} パイロットサブチャネルのための複合のチャネル応答であり、 n_{ij} はノイズである。この関係から、受信装置は単一の送信アンテナのKサブチャネルのチャネル応答の雑音評価を決定できる。これらの雑音が多い評価は、例えばチャネル分散、及び、ノイズレベルに関する演繹的な情報を使用して、より複雑な評価に対する単純な補間のような多くの相異なる方法で、伝搬チャネルの全てのサブチャネルのための評価を導き出すために用いられる。その評価は、連続的なOFDMシンボル上のパイロットシンボルを送信し、その後それぞれの連続的なOFDMシンボルの評価を平均することによって、改良されることができる。

【0073】

評価は、パイロットシンボルを放送しているそれぞれの送信アンテナのためのそれぞれの受信アンテナで生成される。完全な伝搬チャネルのためのCSIは、チャネル応答行列の組 $\{H_i, i = 1, 2, \dots, 2^N\}$ により表されることができ、ここで、行列 H_i は、 i^{th} サブチャネルに関連している、及び、それぞれの行列 H_i の構成要素は、 $\{h_{ijk}, j = 1, \dots, N_r, k = 1, \dots, N_t\}$ であり、各々の N_t 送信及び N_r 受信アンテナのための複合チャネル応答値である。

共通の要素をもたないサブチャネルのサブセットの使用は、更にシステム、ここでは多重リンクで適用されることができ、例えば、送信装置から一つ以上の受信装置への伝搬チャネルは、ごく近接して配置される。基地局がセクターに従って信号を送信するシステムにおいて、セクターの送信領域は、もう一つのセクタ

一の送信領域と部分的に重なり合うことができる。理想的な基地局において、それぞれのセクターの送信アンテナは、他のセクターの送信アンテナに割り当てられる方向から、完全に共通の要素をもたない方向に信号を送信する。残念なことに、重なり合う領域は扇形に分割された基地局の大部分に存在する。本発明の本実施例を用いて、基地局の全ての送信アンテナが、その基地局の間の干渉を避けるために、サブチャネルの共通の要素をもたないサブセットを割り当てられる。同様に、隣接した基地局も重要な干渉の原因であり得、サブチャネルの共通の要素をもたない組は、基地局の間で割り当てられることが可能である。

【0074】

応答が原理リンクのために計算されるのと同様に、一般にチャネル応答の計算は、共通の要素をもたないサブチャネルのサブセットを割り当てられるすべてのリンクに作られることが可能である。しかしながら、これらの干渉しているリンクからのCSIの減少量は、送信装置に報告されることができる。例えば、隣接したリンクの平均的な総干渉レベルに関する情報は送信されることができ、原理リンクの支持できるデータレートを決定するために使用される。いくつかの干渉しているリンクが平均的な総干渉レベルを支配する場合、これらのリンクの干渉情報は、それぞれの共通の要素をもたないサブチャネルのサブセット中でサブチャネルのより効果的なグループ化を決定するためにシステムに個々に報告されることができる。

【0075】

送信装置へ運ばれることができる他のCSI情報は、主要なリンクに割り当てられないサブチャネルの全測定電力である。隣接したリンクに割り当てられるサブチャネルの全測定される電力は、ノイズ電力を加えた全干渉の評価を与える。いくつかのOFDMシンボルがパイロットシンボルとして使われる場合、チャネル応答を測定した平均、及び、受信信号の実際の値は、与えられたサブチャネル中の全ノイズを直接評価するために使用されることができる。

【0076】

一般に、基地局のネットワークのためのサブチャネルの割り当ては、「周波数一再利用」パターンに従わなければならない。ここにおいて、リンクが距離によ

って、十分に隔てられる時、同じサブチャネルが使われる。多数のリンクが互いに干渉している場合、OFDMサブチャネルの数は、すべてのパイロットOFDMシンボルのためにサブチャネルの割り当てを可能にするには不十分であり得る。この状況において、送信アンテナは、すべてのP番目のパイロットシンボル毎にサブチャネルを割り当てられることが可能である。ここにおいて、Pは、(1)のものより大きい整数値である。

【0077】

本発明のもう一つの実施例において、OFDM方式は、同一のサブチャネルまたは共通の要素をもたないサブチャネルのどちらかを使用する送信アンテナの間の干渉を最小化するまたは取り除くOFDMシンボル値を作成するように設計される。ウォルシュ符合化のような直交コードは、Qパイロット信号をパイロット信号を代表するQ直交信号に変換するために用いられることが可能である。ウォルシュコードが使われる場合には、パイロット信号の数は2の累乗であろう。直交コードの使用が、隣接したリンクからの干渉を減らすために、以前議論された共通の要素をもたないサブチャネルのサブセットと共に使うことができる。例えば、およそ1MHzのシステムバンド幅を備えた4x4MIMOシステムにおいて、256のOFDMサブチャネルが使われることになっていると仮定する。マルチパスが10マイクロ秒に限られている場合、パイロットシンボルを伝えている共通の要素をもたないサブチャネルは、およそ50kHz間隔で、またはより接近して間隔を置かれなければならない。それぞれのサブチャネルは、およそ4kHzの幅であるので、12のサブチャネルの間隔は48kHzの幅である。OFDMサブチャネルが20のサブチャネルの12の組にそれぞれ分割される場合、16は未使用で残される。2つの連続的なOFDMシンボルはパイロット信号として使われ、そしてこれら2つのシンボル上の直交符合化が使用される。それゆえに、24の相異なる直交パイロットの割り当てがある。これらの24の直交パイロットは、相異なる送信アンテナに割り当てられ、そして干渉を最小化するためにリンクする。

【0078】

本発明のもう一つの実施例において、多数の周期的なOFDMシンボルが、パ

パイロットデータとして使うことができる。多数の相異なる送信アンテナからの干渉レベルの正確な測定が行われるために、OFDMシンボルの数は十分に大きくなければならない。これらの平均的な干渉レベルは、種々のサイトからの同時送信上で、即ち、全てのユーザにほぼ同等の性能を与える適応ブランピング方式（blanking scheme）上で、システム一広がり制約（system-wide constraints）を設けるために用いられるであろう。

【0079】

本発明の代替の実施例において、パイロット信号としてOFDMシンボルを利用しないMIMOシステムのために、MIMO伝搬チャネルのCSIが決定及び送信されることができる。その代わりに、最大長のシフトレジスタシーケンス（Shift Register sequence）（m-シーケンス）が、伝搬チャネルを伝える（sound）ために用いられることが可能である。m-シーケンスは、フィードバックを有するシフトレジスタの出力である。M-シーケンスは、シーケンスのいかなるゼロでない循環シフトによっても、シーケンスの全周期にわたる相関は値-1を生ずる、という特性を含んだ望ましい自己相関特性を有し、ここにおいて、シーケンス値は+/-1である。それゆえに、ゼロシフト（zero shift）の相関はRである、ここにおいて、Rはシーケンスの長さである。マルチパスがある場合には、相関のような望ましい特性を維持するために、チャネルの遅延拡散に等しい一部のシーケンスは反復されなければならない。

【0080】

例えば、チャネルマルチパスがいくつかの時間 τ_m に限られている、及び、パイロットシーケンスの長さが少なくとも $R\tau_m$ の場合、同じm-シーケンスの相異なるRシフトは、最小の相互干渉のみで使うことができる。これらの相異なるRシフトは、基地局の相異なる送信アンテナ及び重大な干渉の原因である他の基地局に割り当てられる。

【0081】

遠くに隔てられているMIMOシステムのリンクは、相異なるm-シーケンスを割り当てられることが可能である。相異なるm-シーケンスの相互相関特性は、単一のシーケンスの最小の相関特性及びそのシフトを示さないが、しかし相異

するm-シーケンスは、多少ランダムシーケンスのようにふるまい、Rがシーケンス長であるところの \sqrt{R} の平均的な相関レベルを提供する。この平均的な相関レベルは、リンク間の分離の理由で、MIMOシステムに用いられるために一般に十分である。

【0082】

フィードバックを有するシフトレジスタは、全ての可能なm-シーケンスを生成するので、シーケンスは、長さ $R = 2^m - 1$ の単一の符号語のバージョンを単にシフトするだけである。ここにおいて、mは、正の整数値である。それゆえに、相異なるバイナリ (binary) m-シーケンスの数は限られる。重要な干渉が起る可能性がある領域において、同じm-シーケンスの再利用を避けるために、フィルタを通したより長いm-シーケンスのバージョンが使うことができる。

【0083】

フィルタを通したm-シーケンスのバージョンはもはやバイナリではないが、それでも同じ基本的相関特性を表示する。

【0084】

例えば、パイロットシーケンスが1 MHzのレートで送信される、及び、マルチパスが10マイクロ秒に限られていると仮定する。基地局に3つのセクターがあると仮定すると、ここにおいて、送信アンテナはサイトにつき合計12だから4つの送信アンテナがそれぞれのセクターに割り当てられる。長さ127のm-シーケンスが使用される場合、シーケンスの12の相異なるシフトは、それぞれ10の標本の相関的なシフトと共に、単一の基地局のアンテナに割り当てられることが可能である。送信されたパイロットの全長は従って137マイクロ秒であり、それはマルチパス拡散を収容するための10の追加の標本を加えたシーケンスの全周期である。従って、相異なる基地局は、同じm-シーケンスからの干渉の効果を最小にするために設計された符号再利用パターンにおいて反復された、相異なるm-シーケンスを割り当てられることが可能である。

【0085】

ここで議論される発明の実施例は、当業者が、伝搬チャネルの特性を引き出して、そのような特性を送信サイトに報告することを可能にするパイロット信号の

設計及び送信を目的としている。しかしながら、全CSIは情報量が多いうえに非常に重複している。多くの方法は、送信されるCSI情報の量を圧縮するために有効である。以前に議論された一つの方法は、エルミート行列 H^*H を使用する方法であり、ここにおいて、 H は受信装置で決定されたチャネル応答である。

【0086】

エルミート行列 H^*H は、送信装置に報告されることができて、送信をあらかじめ調整するために用いられることが可能である。エルミート行列の特性のために、行列の構成要素の半分（例えば行列 H^*H の複合の小さい三角形の部分のような）及び実数値の対角線だけが送信される必要がある。受信アンテナの数が送信アンテナの数より大きい場合、付加的な有効性が実現する。逆方向のリンク上で送信装置に送信される情報の量を減らすもう一つの方法は、送信装置にチャネル応答行列 H_1 のサブセットだけを報告することである。そこから、報告されていないチャネル応答行列は補間方式で決定されることができる。もう一つの方法において、サブチャネル全体のチャネル応答の関数表現は、それぞれの送信／受信アンテナ対のために得られることができ、例えば、チャネル応答の多項式の関数代表が生成されることができる。多項式の関数の係数は、それで送信装置に送信される。

【0087】

CSI情報を圧縮するためのこれらの方法に代わるものとして、本発明の一実施例はチャネル応答の時間－領域表現の送信を目的とする。そしてそれは、チャネルインパルス（channel impulse）の応答である。マルチパスの構成要素が2つか3つだけであるケースのように、チャネル応答の時間－領域表現が単純な場合、逆のFFTは、チャネル周波数応答の組で実行されることができる。逆のFFT操作は、送信／受信アンテナ対間のそれぞれのリンクのために実行されることができる。結果として生じるチャネルインパルス応答は、送信装置に報告される一組の振幅及び遅延に変換される。

【0088】

上述したように、逆方向のリンク中のCSIの送信にかかわるコストがあり、そしてそれは、上記の発明の実施例がMIMOシステムで実施される時、減少さ

れる。コストを減らすためのもう一つの方法は、それらのC S I 要求のショートターム（short term）の平均に従ってユーザを選択することである。チャンネルが弱まるようにC S I 要求は変化する。そして、逆のリンク上の改良された有効性は、ユーザがC S I 要求の量を推定する場合に達成され、及び、ユーザにより観察される伝搬チャンネルの変化レートに従って、周期的または非周期的であり得る間隔で基地局に通知する。基地局は、それでこのファクタを順方向及び逆方向の使用の計画（scheduling）に含むことができる。ゆっくり変化している伝搬チャンネルと関連しているユーザは、急速に変化している伝搬チャンネルと関連しているユーザほど頻繁に報告しないので、スケジューリングは取り決められることが可能である。基地局は、また、システムユーザの数、及び、公平性ようなファクタを考慮するために計画を取り決めることができる。

【0089】

本発明の本実施例のもう一つの観点において、長い送信周期のC S I 更新は、伝搬チャンネルの実際の変化に従って調整されることができるので、時間間隔が割り当てられることが可能である。伝搬チャンネルの変化は、多くの可能な道のうちのうちの一つの受信サイトにおいて、監視されることができる。例えば、シンボルについての柔軟な決定と最も密なQAM集団値との間の違いは、標準として決定及び使用されることができる、または、デコーダ測定基準の相対的なサイズもまた、使用されることができる。与えられた標準の品質が所定のしきい値以下に落ちる時、C S I に対する更新は送信装置に報告される。

【0090】

チャンネルフェージングが頻繁に起こり得る場合であっても、種々の遅延で観察される平均的な累乗は一定のままであるので、リンクの全体的なマルチパス累乗-遅延プロファイル（profile）は、非常にゆっくり変化する。それゆえに、リンクを特徴づけるために要求されるC S I の量は、リンクからリンクまで実質的に変化できる。性能を最適化するために、C S I の符合化は、特定のリンクの要求に合わせて調整される。C S I が周波数領域の形式、即ち、挿入されるべきチャンネル応答行列の組に送られる場合、マルチパスをほとんど伴わないリンクは、チャンネル応答行列の小さな組だけを要求する。

【0091】

【高効率、高性能な通信システムの構造上の構成要素】

図3は、図1Aのシステム110のデータプロセッサ112と変調器114のブロック図である。システム110により送信される全てのデータを含む集積され、入力されたデータストリームは、データプロセッサ112の範囲内のデマルチプレクサ (DEMUX) 310に提供される。デマルチプレクサ310は、入力されたデータストリームを多くの (K) チャンネルデータストリーム S_1 から S_k に、非多重化する。それぞれのチャンネルデータストリームは、例えば信号チャンネル、ブロードキャストチャンネル、音声通話またはトラフィックデータの送信に対応できる。それぞれのチャンネルデータストリームは、特定の符号化方式を使用しているデータをコード化するそれぞれのエンコーダ312に提供される。

【0092】

符号化は、誤り訂正符合化または誤り検出符合化を、もしくはその両方ともを含むことができ、リンクの信頼性を増大するために使用される。さらに明確には、そのような符号化は、例えばインターリービング (interleaving)、回旋状の (convolutional) 符合化、ターボ (Turbo) 符合化、格子 (Trellis) 符合化、ブロック符合化 (例えば、リード-ソロモン (Reed-Solomon) 符合化)、周期的冗長性 (cyclic redundancy) チェックの (CRC) 符合化、及びその他を含むことができる。ターボ符号化は、米国特許出願番号09/205511、1998年12月4日出願のタイトル「線形コングルエンシャル (Congruential) シーケンスを使用しているターボコードインターリーバー (Interleaver)」及び、以下にIS-2000標準として称される文書タイトル「cdma2000 1T U-R R T T対象発信 (Candidate Submission)」中に更に詳述されており、その両方は本願明細書に引用されている。

【0093】

図3に示すように、符号化は、チャンネルベース毎で、即ちそれぞれのチャンネルデータストリーム上で、実行されることができる。しかしながら符号化はまた、集積された入力データストリーム、多くのチャンネルデータストリーム、または一部のチャンネルデータストリームで、一組のアンテナ、一組のサブチャンネル、一組

のサブチャネル及びアンテナ、またはそれぞれのサブチャネル全体に、それぞれの変調シンボル、または他のいくつかの時間、空間、及び周波数のユニットで、実行されることができる。エンコーダ 3 1 2 a 乃至 3 1 2 k からのコード化されたデータは、変調シンボルを生成するためにデータを処理するデータプロセッサ 3 2 0 に供給される。

【0094】

一つの実施の形態において、データプロセッサ 3 2 0 は、一つ以上のタイムスロットにおいて、一つ以上のアンテナ上で、それぞれのチャネルデータストリームを一つ以上のサブチャネルに割り当てる。例えば、音声通話に対応するチャネルデータストリームのために、データプロセッサ 3 2 0 は一つのアンテナ（送信のダイバーシティが使われない場合）または多重アンテナ（送信のダイバーシティが使われる場合）の一つのサブチャネルをその電話のために必要なだけ多くのタイムスロットに割り当てることできる。信号またはブロードキャストチャネルに対応するチャネルデータストリームに関して、データプロセッサ 3 2 0 は、一つ以上のアンテナの指定されたサブチャネル（sub-channel(s)）を、送信のダイバーシティが使われるかどうかに再び依存して割り当てることできる。データプロセッサ 3 2 0 は、その後で、残りの使用可能なリソースをデータ送信に対応するチャネルデータストリームに割り当てる。データ送信のバースティな性質、及び、遅延に対するより大きい耐性のために、高い性能、及び、高効率のシステム・オブジェクトが達成されるように、データプロセッサ 320 は使用可能なリソースを割り当てることできる。データ送信はこのように、システムの目的を達成するために「計画される」。

【0095】

それぞれのチャネルデータストリームがそのそれぞれのタイムスロット（time slot(s)）、サブチャネル（sub-channel(s)）、及びアンテナ（antenna(s)）に割り当てられた後に、チャネルデータストリームのデータはマルチ搬送波変調を使用して変調される。OFDM変調は、多数の効果を提供するために使用される。OFDM変調の一つの実施の形態において、それぞれのチャネルデータストリームのデータはブロックに分類され、それぞれのブロックは特定のデータビット

数を有する。それぞれのブロックのデータビットは、その後そのチャネルデータストリームと関連している一つ以上のサブチャネルに割り当てられる。

【0096】

それぞれのブロックのビットは、その後別々のサブチャネルに非多重化され、それぞれのサブチャネルは、潜在的に相異なる（即ち、サブチャネルの C/I 、及びMIMO処理が使用されるかどうかに基づいた）ビット数を伝達する。各々のこれらのサブチャネルのために、ビットはそのサブチャネルと関連している特定の変調方式（例えば、M-PSKまたはM-QAM）を使用している変調シンボルに分類される。例えば、16-QAMについては、信号集団は、複素平面（即ち、 $a + j * b$ ）の16の点で構成され、複素平面のそれぞれの点は4ビットの情報を伝達する。MIMO処理方式において、サブチャネルのそれぞれの変調シンボルは変調シンボルの線形の組合せを表し、それぞれは相異なる集団から選択されることができる。

【0097】

L変調シンボルのコレクションは、次元Lの変調シンボルベクトルVを形成する。変調シンボルベクトルVのそれぞれの構成要素は、変調シンボル伝達される固有の周波数またはトーンを有する特定のサブチャネルと関連している。これらのL変調シンボルのコレクションは、全てお互いに直角である。それぞれのタイムスロットで、及び、それぞれのアンテナのために、Lサブチャネルに対応するL変調シンボルは、逆の高速フーリエ変換（IFFT）を使用しているOFDMシンボルに結合される。それぞれのOFDMシンボルは、Lサブチャネルに割り当てられたチャネルデータストリームからのデータを含む。

【0098】

OFDM変調は、論文タイトル「データ送信のためのマルチキャリアー（Multicarrier）変調：時間が到来する観念」John A. C. Bingham、（IEEE通信誌、1990年5月）に更に詳細に記載されており、本願明細書中に引用されている。

【0099】

データプロセッサ320は、このようにKチャネルデータストリームに対応す

るコード化されたデータを受信及び処理し、 N_T 変調シンボルベクトル、 V_1 乃至 V_{NT} 、それぞれの送信アンテナに一つの変調シンボルベクトル、を提供する。いくつかの実施の形態において、いくつかの変調シンボルベクトルは相異なる送信アンテナのために予定された特定のサブチャネル上で二重の情報を有する可能性がある。変調シンボルベクトル V_1 乃至 V_{NT} は、それぞれ変調器 114 a 乃至 114 t に提供される。

【0100】

図3において、それぞれの変調器114は、IFFT320、周期的プレフィックス発生器322、及び、アップコンバータ324を含む。IFFT320は、受信された変調シンボルベクトルをOFDMシンボルと呼ばれているそれらの時間-領域表現に変換する。IFFT320は、いかなる数のサブチャネル（例えば、8、16、32、その他）でもIFFTを実行するように設計されることができる。あるいは、ベクトルはOFDMにシンボルを変換されるそれぞれの変調シンボルのために、周期的プレフィックス発生器322は、特定のアンテナのための送信シンボルを形成するためにOFDMシンボルの一部の時間-領域表現を反復する。周期的プレフィックスは、マルチパス遅延拡散がある場合には、送信シンボルがその直角の特性を保持すると保証し、それによって、下記のように有害な経路効果に対して性能を改良する。IFFT320、及び、周期的プレフィックス発生器322の実施の形態は、公知技術でありここでは詳細に記載されない。

【0101】

それぞれの周期的プレフィックス発生器322（即ち、それぞれのアンテナのための送信シンボル）からの時間-領域表現は、アップコンバータ324により処理され、アナログ信号に変換され、RF周波数に変調され、そして、それぞれのアンテナ116から送信されるRF変調信号を生成するために調整される（例えば拡大、及び、濾波）。

【0102】

図3はまた、データプロセッサ320のブロック図を示す。それぞれのチャネルデータストリーム（即ち、コード化されたデータストリームX）のためのコー

ド化されたデータは、それぞれのチャネルデータプロセッサ 3 3 2 に提供される。チャネルデータストリームが、（少なくともいくつかの送信の重複なしで）多重サブチャネルおよび／または多重アンテナにおいて、送信されるべきである場合、

チャネルデータプロセッサ 3 3 2 は、チャネルデータストリームをデータサブストリームの数 ($L \cdot N_T$ まで) に非多重化する。それぞれのデータサブストリームは、特定のアンテナにおける特定のサブチャネル上の送信に対応する。典型的な実施の形態において、いくつかのサブチャネルが信号、音声、及び、データの他のタイプのために使用されるので、データサブストリームの数は $L \cdot N_T$ より少ない。データサブストリームは、結合器 3 3 4 に供給されるそれぞれの割り当てられたサブチャネルのためのサブストリームに対応して生成処理される。結合器 3 3 4 は、その後変調シンボルベクトルストリームとして提供される変調シンボルベクトルに、それぞれのアンテナのために指定される変調シンボルを結合する。 N_T アンテナのための N_T 変調シンボルベクトルストリームは、その後次の処理ブロック（即ち、変調器 1 1 4）に提供される。

【0103】

最も多くの柔軟性、最良の性能、及び、最も高い効率を提供する設計において、それぞれのサブチャネルに、それぞれのタイムスロットで送信される変調シンボルは、個々に独立して選択されることができる。この特徴は、時間、周波数及び、空間の 3 次元全体に渡って、使用可能なリソースの最善の使用を可能とする。それぞれの変調シンボルにより送信されるデータビットの数は、このように異なることがありえる。

【0104】

図 4 は、一つのチャネルデータストリームの処理のために使用されることができるチャネルデータプロセッサ 4 0 0 のブロック図である。チャネルデータプロセッサ 4 0 0 は、図 3 の一つのチャネルデータプロセッサ 3 3 2 を実施するために使用されることができる。チャネルデータストリームの送信は、（例えば、図 2 のデータ 1 に関しては）多重サブチャネルで起こり得て、多重アンテナからも起こることがあり得る。それぞれのサブチャネル上の、及び、それぞれのアンテナ

ナからの送信は、重複なしのデータを表すことができる。

【0105】

チャネルデータプロセッサ400の中で、デマルチプレクサ420は、コード化されたデータストリーム X_i を、多くのサブチャネルデータストリーム、 $X_{i,1}$ 乃至 $X_{i,M}$ 、データ送信に使用されているそれぞれのサブチャネルに一つのサブチャネルデータストリーム、に受信し非多重化する。非多重化されたデータは、同一または非同値でありえる。例えば、送信経路に関するいくつかの情報が周知の場合（即ち、全CSIまたは部分的なCSIが周知である場合）、デマルチプレクサ420は、より多くのデータビットをより多くのbps/Hzを送信する能力があるサブチャネルにあてることができる。しかしながら、どんなCSIも周知でない場合、デマルチプレクサ420は、各々の割当られたサブチャネルに一樣にほぼ等しいビット数をあてて。

【0106】

それぞれのサブチャネルデータストリームは、それでそれぞれの空間分割プロセッサ430に提供される。それぞれの空間分割プロセッサ430は、受信されたサブチャネルデータストリームをデータサブストリームの数（ N_T まで）、データを送信するために使用されるそれぞれのアンテナのための一つのデータサブストリームに、さらに非多重化できる。このように、デマルチプレクサ420、及び空間分割プロセッサ430の後、コード化されたデータストリーム X_i は、 N_T までのアンテナから L サブチャネルまでに送信される $L \cdot N_T$ までのデータサブストリームに非多重化されることできる。

【0107】

いかなる特定のタイムスロットでも、 N_T までの変調シンボルは、それぞれの空間の分割プロセッサ430により生成されることができ、 N_T 結合器400a乃至440tに与えられることが可能である。例えば、サブチャネル1に割り当てられる空間分割プロセッサ430aは、サブチャネル1のアンテナ1乃至 N_T のための N_T までの変調シンボルを提供できる。同様に、サブチャネルkに割り当てられる空間の分割プロセッサ430kは、アンテナ1乃至 N_T のサブチャネルkのための N_T までのシンボルを提供できる。それぞれの結合器440は、 L

サブチャネルのための変調シンボルを受信し、それぞれのタイムスロットのためのシンボルを変調シンボルベクトルに結合し、変調シンボルベクトルを変調シンボルベクトルストリームVとして、次の処理段階（例えば、変調器114）に提供する。

【0108】

チャネルデータプロセッサ400は、また、上記した全CSIかまたは部分的なCSI処理方式を実施するために必要な処理を提供するように設計されていることができる。CSI処理は、使用可能なCSI情報に、及び、選択されたチャネルデータストリーム、サブチャネル、アンテナ、その他に基づいて実行されることができる。CSI処理は、選択的及び動的に、使用可能及び使用不可能であり得る。例えば、CSI処理は、特定の送信のために使用可能であり、他のいくつかの送信のために使用不可能であり得る。例えば、送信リンクが十分なC/Iを有する時、CSI処理は特定の状況下で使用可能でありえる。

【0109】

図4のチャネルデータプロセッサ400は、高いレベルのフレキシビリティを提供する。しかしながら、そのようなフレキシビリティが、全てのチャネルデータストリームのために典型的に必要とされるというわけではない。例えば、音声通話のためのデータは、電話の間に、一つのサブチャネルを通じて典型的に送信される、またはそのような時間まで、サブチャネルとして再設定される。チャネルデータプロセッサの設計は、これらのチャネルデータストリームのために極めて単純化されることができる。

【0110】

図5は、オーバーヘッドデータ、信号、音声またはトラフィックデータのような一つのチャネルデータストリームのために使用されることができる処理のブロック図である。空間分割プロセッサ450は、図3の一つのチャネルデータプロセッサ332を実施するために使用されることができる、及び、例えば音声通話のようなチャネルデータストリームをサポートするために使用されることができる。音声通話は、多重タイムスロット（例えば、図2の音声1）のための一つのサブチャネルに、典型的に割り当てられ、多重アンテナから送信されることがで

きる。コード化されたデータストリーム X_j は、データをブロックに分類する空間分割プロセッサ450に提供され、それぞれのブロックは、変調シンボルを生成するために使用される特定のビット数を有する。空間分割プロセッサ450からの変調シンボルは、チャンネルデータストリームを送信するために使用される一つ以上アンテナと関連している一つ以上結合器440に提供される。

【0111】

図2に示された、送信信号の生成が可能な送信装置の特定の実施の形態は、ここで、発明のより良い理解のために記載される。図2のタイムスロット2において、制御データはサブチャンネル1に送信され、ブロードキャストデータはサブチャンネル2に送信され、音声通話1及び2はサブチャンネル3及び4に割り当てられ、そしてトラフィックデータはサブチャンネル5乃至16に送信される。この例では、送信装置は4つの送信アンテナ（即ち、 $N_T=4$ ）を含み、4つの送信信号（即ち、4つのRF変調信号）は4つのアンテナのために生成されると仮定される。

【0112】

図6は、図2のタイムスロット2のための送信信号を生成するために使用されることができる一部のプロセッサのブロック図である。入力データストリームは、図2の制御、ブロードキャスト、音声1、音声2及びデータ1に対応してストリームを5つのチャンネルデータストリーム（ S_1 乃至 S_5 ）に非多重化するデマルチプレクサ（DEMUX）510に提供される。それぞれのチャンネルデータストリームは、そのストリームのために選択されるコード化方式を使用してデータをコード化するそれぞれのエンコーダ512に提供される。

【0113】

この例では、チャンネルデータストリーム S_1 乃至 S_3 は送信のダイバーシティを使用して送信される。このように、各々の符号化データストリーム X_1 乃至 X_3 は、そのストリームのための変調シンボルを生成する、それぞれのチャンネルデータプロセッサ532に提供される。各々のチャンネルデータプロセッサ532c乃至532aからの変調シンボルは、その後4つの結合器540a乃至540dの全てに提供される。それぞれの結合器540は、結合器と関連しているアンテナ

ナのために指定された16のサブチャネルの全てのための変調シンボルを受信する、変調シンボルベクトルを生成するためにそれぞれのタイムスロットでそれぞれのサブチャネル上のシンボルを結合する、及び、変調シンボルベクトルを変調シンボルベクトルストリームVとして、関連する変調器114に提供する。図6に示したように、チャネルデータストリーム S_1 は、4つのアンテナの全てからサブチャネル1で送信され、チャネルデータストリーム S_2 は、4つのアンテナの全てからサブチャネル2で送信され、及び、チャネルデータストリーム S_3 は、4つのアンテナの全てからサブチャネル3で送信される。

【0114】

図7は、チャネルデータストリーム S_4 のためのコード化されたデータを処理するために使用される一部の処理ユニットのブロック図である。この例では、チャネルデータストリーム S_4 は、空間のダイバーシティを使用して送信される（及び、チャネルデータストリーム S_1 乃至 S_3 のために使用され、ダイバーシティを送信しない）である。空間のダイバーシティと共に、データは多重アンテナを通じて、（各々の割り当てられたサブチャネルに、または相異なるタイムスロットにおいて、同時に）非多重化され、送信される。符合化されたデータストリーム X_4 は、そのストリームのための変調シンボルを形成するチャネルデータプロセッサ532dに提供される。この場合変調シンボルは、チャネルの各々の固有モードに対応するシンボルアルファベットから選択された変調シンボルの線形組合せである。

【0115】

この例では、4つの異なった固有モードがあり、そのそれぞれは相異なる情報量を伝達できる。一例として、固有モード1は、64QAM（6ビット）が確実に送信されることを可能にするC/Iを有し、固有モード2は、16QAM（4ビット）を可能にし、固有モード3は、QPSK（2ビット）を可能にし、及び固有モード4は、BPSK（1ビット）が使用されるのを可能にする、と仮定する。このように、4つの固有モード全ての組合せは、合計13の情報ビットが、同じサブチャネルの4つのアンテナ全てで効果的な変調シンボルとして同時に送信されることを可能にする。上の方程式（1）において、与えられる行列掛算によ

り記載されるように、それぞれのアンテナ上の割り当てられたサブチャネルのための効果的変調シンボルはそれぞれの固有モードと関連している個々のシンボルの線形組合せである。

【0116】

図8は、チャネルデータストリームS5を処理するために使用される処理ユニットの一部のブロック図である。符合化されたデータストリーム X_5 は、ストリーム X_5 を12のサブチャネルデータストリーム、 $X_{5,11}$ 乃至 $X_{5,16}$ 、各々の割り当てられたサブチャネル5乃至16のための一つのサブチャネルデータストリームに非多重化するデマルチプレクサ（DEMUX）530に提供される。それぞれのサブチャネルデータストリームは、その後、関連するサブチャネルデータストリームのための変調シンボルを生成するそれぞれのサブチャネルデータプロセッサ536に提供される。サブチャネルデータプロセッサ536a乃至536fからのサブチャネルシンボルストリームは、それぞれ、その後、デマルチプレクサ538a乃至538fに提供される。それぞれのデマルチプレクサ538は、受信されたサブチャネルシンボルストリームを4つのシンボルサブストリームに非多重化し、それぞれのシンボルサブストリームは特定のアンテナにおける特定のサブチャネルに対応する。それぞれのデマルチプレクサ538からの4つのシンボルサブストリームは、その後、4つの結合器540a乃至540dに提供される。

【0117】

図8において、サブチャネルデータストリームは、その後4つのシンボルサブストリーム（それぞれのアンテナの特定のサブチャネルのための一つのシンボルサブストリーム）に非多重化されるサブチャネルシンボルストリームを生成するために処理される。この実施の形態は、図4に記載されたものと相異なる。

【0118】

図4において、特定のサブチャネルに指定されたサブチャネルデータストリームは、多くのデータサブストリーム（それぞれのアンテナのための一つのデータサブストリーム）に非多重化され、そして対応したシンボルサブストリームを生成するために処理される。図8の非多重化は、シンボル変調の後に実行され、一方

、図4の非多重化は、シンボル変調の前に実行される。他の実施の形態もまた、使用されることができ、本発明の範囲内である。

【0119】

図8のサブチャネルデータプロセッサ536及びデマルチプレクサ538のそれぞれの組合せは、図7のサブチャネルデータプロセッサ532d及びデマルチプレクサ534dの組合せと類似した方法で機能する。平均して、それぞれのデマルチプレクサ538からのそれぞれのシンボルサブストリームのレートは、関連するチャネルデータプロセッサ536からのシンボルストリームのレートの4分の1である。

【0120】

図9は、多重受信アンテナを有する、受信装置600のブロック図であり、それは一つ以上のチャネルデータストリームを受信するために使用されることができる。一つ以上の送信アンテナからの送信された一つ以上の信号は、各々のアンテナ610a乃至610rにより受信されることができ、それぞれのフロントエンドプロセッサ612に送られることが可能である。例えば、受信アンテナ610aは多くの送信アンテナから送信された多くの信号を受信することができ、受信アンテナ610rは同様に多重送信された信号を受信できる。それぞれのフロントエンドプロセッサ612は、受信された信号を調整し（例えば、濾波及び増幅）、調整された信号を中間周波数またはベースバンドにダウンコンバート（downconverts）し、及びダウンコンバートされた信号を標本化及び量子化する。それぞれのフロントエンドプロセッサ612は典型的に、それぞれの受信アンテナにひとつ、それぞれのFFTプロセッサ614に提供される「コヒーレント」な標本を生成するために受信されたパイロットを用いて特定のアンテナと関連する標本をさらに復調する。。それぞれのFFTプロセッサ614は、受信された標本の変換された表現を生成し、変調シンボルベクトルのそれぞれのストリームを提供する。FFTプロセッサ614a乃至614rからの変調シンボルベクトルストリームは、デマルチプレクサ及び結合器620に提供され、そこでは、それぞれのFFTプロセッサ614からの変調シンボルベクトルのストリームを（Lまでの）多くのサブチャネルシンボルストリームにチャネライズする。復調及び

復号の前に使用される（例えば、ダイバーシティまたはMIMO）通信方式に基づいて、全てのFFTプロセッサ614からのサブチャネルシンボルストリームは処理される。

【0121】

ダイバーシティ通信モードを使用して送信されるチャネルデータストリームのため、チャネルデータストリームの送信のために使用される全てのアンテナからのサブチャネルシンボルストリームは、時間、空間及び周波数の全体に重複した情報を結合する結合器に提供される。結合された変調シンボルのストリームは、その後（ダイバーシティ）チャネルプロセッサ630に提供され、従って復調される。

【0122】

MIMO通信モードを使用して送信されるチャネルデータストリームのための、チャネルデータストリームの送信のために使用される全てのサブチャネルシンボルストリームは、それぞれのサブチャネルの受信された変調シンボルを異なった固有モードへ直交化（orthogonalizes）するMIMOプロセッサに提供される。MIMOプロセッサは、上の方程式（2）により記載される処理を実行し、及び送信装置で使用される固有モードの数に対応して多くの独立したシンボルサブストリームを生成する。例えば、MIMOプロセッサは、調整後の（postconditioned）変調シンボルを生成するために残された固有ベクトルを用いて受信された変調シンボルの乗算を実行することができ、それは送信装置における全CSIプロセッサより前の変調シンボルに該当する。（調整後の）シンボルサブストリームは、その後、（MIMO）チャネルプロセッサ630に提供され、従って復調される。このように、それぞれのチャネルプロセッサ630は、（ダイバーシティ通信モードのための）変調シンボルまたは（MIMO通信モードのための）多くのシンボルサブストリームのストリームを受信する。変調シンボルのそれぞれのストリームまたはサブストリームは、処理されているサブチャネルのために送信装置で使用される変調方式と相補的である復調方式（例えば、M-PSK、M-QAMまたは他のもの）を実施する、それぞれの復調器（DEMOD）に提供

される。MIMO通信モードのために、全ての割り当てられた復調器からの復調されたデータは独立して復号化されることができ、または一つのチャネルデータストリームに多重送信されることができ、及び、送信装置で使用される符合化及び変調方法によって、復号化されることができる。ダイバーシティ及びMIMO通信モードのため、チャネルプロセッサ630からのチャネルデータストリームは、送信装置でチャネルデータストリームのために使用されるものと相補的な復号化方式を実施するそれぞれのデコーダ640に提供されることができる。それぞれのデコーダ540からの復号化データは、そのチャネルデータストリームのために送信されたデータの評価を表す。

【0123】

図9は、受信装置の一実施例を表す。他の設計は予測可能であり、本発明の範囲内である。例えば受信装置は、一つの受信アンテナだけを有して設計されることができ、または、多重（例えば音声、データ）チャネルデータストリームを同時に処理することが可能に設計されることができる。

【0124】

上記したように、マルチ搬送波変調は、本発明の通信システムで使用される。特に、OFDM変調は、マルチパス環境中の改良した性能、（相対的な意味において、MIMOモードの操作のための、）実施の形態の減少した複雑性、及びフレキシビリティを含む多くの利点を提供するために使用されることができる。しかしながら、マルチ搬送波変調の他の可変要素も使用されることができ、本発明の範囲内である。

【0125】

OFDM変調は、マルチパス遅延拡散または送信アンテナ及び受信アンテナの間の伝搬環境により導入される差動の経路遅延のためにシステム効率を改善できる。通信リンク（即ち、RFチャネル）は、遅延拡散を有し、システム動作しているバンド幅Wの逆数より潜在的に大きくなることができる。このために、遅延拡散より少ない送信シンボル期間を有する変調方式を使用している通信システム、はインターシンボル（inter-symbol）干渉（ISI）を経験する。このISIは、受信されたシンボルを歪め、不正確な検出の可能性を増大する。

【0126】

OFDM変調と共に、送信チャネル（または動作しているバンド幅）は、データを伝達するために使用される、（かなりの）多数の平行したサブチャネル（またはサブバンド）に本質的に分割される。各々のサブチャネルが典型的に通信リンクのコヒーレンス（coherence）バンド幅より非常に少ないバンド幅しか有さないで、リンクの遅延拡散のためのISIは、OFDM変調を使用して、かなり減少または取り除かれる。対照的に、送信シンボルレートが通信リンクの遅延拡散と比較してわずかでない限り、大部分の通常の変調方式（例えば、QPSK）はISIに高感度である。

【0127】

上記したように、周期的プレフィックスは、マルチパスの有害な効果を防止するために使用されることができる。周期的プレフィックスは、OFDMシンボルの一部（IFFTの後、通常は正面の部分）であり、シンボルの後部に付加される（wrapped around）。周期的プレフィックスはOFDMシンボルの直角を保持するために使用され、それは典型的にマルチパスにより破壊される。

【0128】

一例として、チャネル遅延拡散が10マイクロ秒未満である通信システムを考える。それぞれのOFDMシンボルは、マルチパス遅延拡散がある場合には、全体的なシンボルがその直角の特性を保持することを保証する周期的プレフィックスをそれに追加した。周期的プレフィックスがどんな付加的な情報も伝達しないので、それは本質的にオーバーヘッドである。良い効率を維持するために、周期的プレフィックスの期間は、全体的な送信シンボル期間のわずかな断片であるように選択される。周期的プレフィックスを示すために5%のオーバーヘッドを使用している上記の実施例で、200マイクロ秒の送信シンボル期間は、10マイクロ秒最大チャネル遅延拡散のために十分である。200マイクロ秒の送信シンボル期間は、各々のサブバンドのための5kHzのバンド幅に対応する。全体的なシステムバンド幅が1.2288MHzである場合、およそ5kHzの250のサブチャネルが提供されることができる。実際問題として、サブチャネルの数が2の累乗であることは、便利である。このように、送信シンボル期間は205

マイクロ秒に増大される、及びシステムのバンド幅が $M=256$ サブバンドに分割される場合、それぞれのサブチャネルは、 4.88 kHz のバンド幅を有する。

【0129】

本発明のある実施例において、OFDM変調は、システムの複雑性を減らすことができる。通信システムがMIMO技術を取り入れる時、受信装置と関連している複雑性は、特にマルチパスがある時、重大でありえる。OFDM変調の使用は、各々のサブチャネルが使用されるMIMO処理によって、独立した方法で処理されることを可能にする。このように、MIMO技術が使用される場合、OFDM変調は受信装置における信号処理を極めて単純化できる。

【0130】

OFDM変調は、また、多重ユーザの間でシステムバンド幅 W を共有する際に、加算されたフレキシビリティを産出できる。具体的には、OFDMシンボルの使用可能な送信空間は、一群のユーザ間で分配されることができる。例えば、低レート音声ユーザはOFDMシンボルのサブチャネルまたはサブチャネルの断片に割り当てられることが可能である、一方、残りのサブチャネルは、集められた要求に基づいてデータユーザに割り当てられることが可能である。加えて、オーバーヘッド、ブロードキャスト及び制御データは、いくつかの使用可能なサブチャネルに、または（おそらく）サブチャネルの一部に伝達されることができる。

【0131】

上記の通りに、それぞれのタイムスロットのそれぞれのサブチャネルは、M-PSKまたはM-QAMのようないくつかのアルファベット (alphabet) から選択される変調シンボルと関連している。ある実施例において、最も多くの効率的利用がそのサブチャネルでできているように、各々の L サブチャネルの変調シンボルを、選択できる。例えば、サブチャネル1は、QPSKを使用して生成されることができる、サブチャネル2は、BPSKを使用して生成されることができる、サブチャネル3は、16-QAMを使用して生成されることができる、など。このように、それぞれのタイムスロットの、 L サブチャネルのための L までの変調シンボルは、生成され、結合されて、そのタイムスロットの変調シンボルベ

クトルを生成する。

【0132】

一つ以上のサブチャネルは、一つ以上のユーザに割り当てられることが可能である。例えば、それぞれの音声ユーザは単一のサブチャネルに割り当てられることが可能である。残りのサブチャネルは、データユーザに動的に割り当てられることが可能である。この場合、残りのサブチャネルは、単一のデータユーザに割り当てられることができ、または多数のデータユーザ間で分けられることが可能である。加えて、いくつかのサブチャネルは、オーバーヘッド、ブロードキャスト及び制御データを送信することのために確保されることができる。本発明のある実施例において、ダイバーシティを増大し、いくつかの干渉平均算出を提供するために、サブチャネルの割当てを（おそらく）変調シンボルから疑似ランダム方法のシンボルまで変化させることは、望ましい。

【0133】

CDMAシステムにおいて、それぞれの逆方向リンク送信の送信電力は、要求されたフレームエラーレート（FER）が基地局において、最小の送信電力で達成されるように制御され、それによって、システムの他のユーザに対する妨害を最小化する。CDMAシステムの順方向リンク上で、送信電力はまた、システム容量を増大するように調整される。

【0134】

本発明の通信システムにおいて、順方向及び逆方向リンク上の送信電力は、干渉を最小化し、システム容量を最大にするために制御されることができる。電力制御は、種々の方法で達成されることができる。例えば、電力制御はそれぞれのチャネルデータストリームで、それぞれのサブチャネルで、それぞれのアンテナで、または他のいくつかの測定のユニットで、実行されることができる。

【0135】

ダイバーシティ通信モードにおいて、動作するとき、特定のアンテナからの経路損失が大きい場合、このアンテナからの送信は、ほとんど何も受信装置で得られることができなくなってから以後減少または、抑制できる。同様に、送信が多重サブチャネルを通じて発生する場合、より少ない電力は、最も多くの経路損失を

経験しているサブチャネル (sub-channel(s)) に送信される可能性がある。

【0136】

実施の形態において、電力制御はCDMAシステムで 사용되는ものと同様のフィードバックメカニズムで達成されることができる。電力制御情報は、送信装置をその送信電力を増減するように導くために、受信装置から送信装置まで周期的にまたは独立して送信されることができる。電力制御ビットは、受信装置で例えばBERまたはFERに基づいて生成されることができる。

【0137】

図10は、本発明の通信システムのいくつかの通信方式と関連しているスペクトルの効率を例示する描画を示す。図10において、与えられたビット誤り率のための変調シンボルあたりのビット数は、多くのシステム構成のための C/I の関数として与えられる。表記法 $N_T \times N_R$ は構成の次元を示し、 N_T は送信アンテナ数、 N_R は受信アンテナ数である。2つのダイバーシティ構成、すなわち 1×2 及び 1×4 及び4つのMIMO構成、すなわち、 2×2 、 2×4 、 4×4 及び 8×4 はシミュレーションされ、その結果は図10に提供される。

【0138】

描画に示すように、与えられたBERのためのシンボル当たりのビット数は、 1 bps/Hz 未満からほぼ20の bps/Hz まで変動する。 C/I の低値において、ダイバーシティ通信モード及びMIMO通信モードのスペクトルの効率は類似しており、効率の改良はあまり目立たない。しかしながら、 C/I のより高い値において、MIMO通信モードを用いたスペクトルの効率の増加は、より劇的になる。あるMIMO構成において、及びある状態の、改良は、瞬間的に最高20倍に到達できる。

【0139】

これらの描画から、送信及び受信アンテナの数が増大するにつれて、スペクトルの効率が一般に増大することが観察できる。その改良はまた、通常はより低い N_T 及び N_R に限られている。例えば、ダイバーシティ構成 1×2 及び 1×4 は、両方とも漸近的におよそ 6 bps/Hz に到達する。

【0140】

達成可能な種々のデータレートを調べる際、図 10 において、与えられるスペクトルの効率値は、サブチャネルのために可能なデータレートの範囲を得るためにサブチャネルベース上の結果に適用されることができる。一例として、5 dB の C/I で動作している加入者ユニットにとって、この加入者ユニットのために達成可能なスペクトルの効率値は、使用される通信方式に従って、1 bps/Hz 及び 2.25 の bps/Hz との間にある。このように、5 kHz のサブチャネルで、この加入者ユニットは、5 kbps から 10.5 kbps の範囲のピークのデータレートを持続させることができる。C/I が 10 dB である場合、同じ加入者ユニットはサブチャネルにつき 10.5 kbps から 25 kbps までの範囲のピークのデータレートを持続させることができる。使用可能な 256 のサブチャネルによって、10 dB の C/I で動作している加入者ユニットのためのピークの持続するデータレートは、6.4 Mbps である。このように、加入者ユニットのデータレート要求及び加入者ユニットのための動作している C/I を与えることによって、システムは、要求を満たすためにサブチャネルの必要な数を割り当てることができる。データサービスの場合、タイムスロットにつき割り当てられるサブチャネルの数は、例えば他のトラフィックローディング (traffic loading) に従って変化できる。

【0141】

通信システムの逆方向リンクは、順方向リンクと同様の構造で設計されることができる。しかしながら、ブロードキャスト及び共通の制御チャネルの代わりに、特定のサブチャネルにおいて、またはフレームの特定の変調シンボル位置において、またはその両方ともにおいて、定義されるランダムアクセスチャネルがあり得る。これらは、短い要請（例えば、レジストレーション (registration)、リソースの要請、その他）を中心の局に送信するためにいくつかまたは全ての加入者ユニットにより使用されることができる。共通のアクセスチャネルにおいて、加入者ユニットは、共通の変調及び符合化を使用できる。順方向リンクのように、残りのチャネルはユーザを隔てるために割り当てられることが可能である。（順方向及び逆方向リンクの双方で）リソースの割り当てや割り解除は、システムにより制御されることができ、順方向リンクの制御チャネルで伝達される

ことができる。

【0142】

逆方向リンク上での一つの考慮されるべき設計は、最も近い加入者ユニット及び最も遠い加入者ユニットの間の最大の差動の伝播遅延である。この遅延が周期的プレフィックス期間と関連してわずかであるシステムにおいて、送信装置で修正を実行することは必要でないことができる。しかしながら、遅延が重大であるシステムで、周期的プレフィックスは、徐々に増加する遅延を占めるために拡張されることができる。諸事例では、シンボルが正しい瞬間で中心の局に到着するので、往復の遅延の合理的評価を下すこと、及び、送信の時間を修正することは可能であり得る。通常、残存するいくつかのエラーがあるので、周期的プレフィックスはまた、この残存するエラーを収容するために更に拡張されることができる。

【0143】

通信システムにおいて、カバレッジエリア (coverage area) のいくつかの加入者ユニットは、複数の中心の局から信号を受信することが可能でありえる。複数の中心の局により送信される情報が2つ以上のサブチャネルでおよび／または2つ以上のアンテナから重複している場合、受信された信号は、ダイバーシティ結合方式を使用している加入者ユニットによって、結合及び復調されることができる。使用される周期的プレフィックスが最も早い到着と最も遅い到着との間の差動の伝播遅延を取り扱うために十分な場合、信号は、受信装置において、（最適に）結合されることができ、正しく復調されることができる。このダイバーシティの受容は、OFDMのブロードキャスト適用において、周知である。サブチャネルが特定の加入者ユニットに割り当てられるとき、特定のサブチャネル上の同じ情報が多くの中心の局から特定の加入者ユニットへ送信されることは、可能である。

【0144】

この概念は、CDMAシステムで使用される柔軟なハンドオフ (handoff) と類似している。

【0145】

上記のように、送信装置及び受信装置は、データプロセッサ、エンコーダ、I F F T、F F T、デマルチプレクサ、結合器、及びその他、の様々なタイプを含む種々の処理ユニットでそれぞれ実施される。これらの処理ユニットは、例えば特定の集積回路の適用(application specific integrated circuit、A S I C)、デジタル信号プロセッサ、マイクロコントローラ、マイクロプロセッサ、または本願明細書において、記載された関数を実行するように設計された他の電子回路のような種々の方法で実施されることができる。また、処理ユニットは、本願明細書において、記載される関数を達成する命令コードを実行するために動作される多目的プロセッサまたは特別に設計されたプロセッサにより実施されることができる。このように、本願明細書において、記載される処理ユニットは、ハードウェア、ソフトウェアまたはその組合せを使用して実施されることができる。

【0146】

前述の好ましい実施例の記述は、いかなる当業者も本発明を作成または使用できるように提供される。これらの実施例に対する種々の変形実施例は、当業者にとって容易に明らかであり、本願明細書において、定義される一般的な原理は、発明の能力を用いずに他の実施例に適用されることができる。このように、本発明は本願明細書において、示される実施例に限られず、本願明細書において、開示された原理及び新しい特徴と矛盾しない最も広い範囲を与えられるべきである。

【図面の簡単な説明】

【図1】

1 Aは多重入力多重出力(MIMO)通信システムの図であり、1 Bはチャンネル状態情報のフィードバックを有するOFDMベースのMIMOシステムの図であり、1 Cはチャンネル状態情報を評価するために用いられることが可能である例示的なOFDMパイロット信号の構造図である。

【図2】

送信装置の送信アンテナからの送信の特定の例の視覚的な図である。

【図3】

図 1 A に示されるデータプロセッサ及び通信システムの変調器のブロック図である。

【図 4】

制御、ブロードキャスト、音声またはトラフィックデータのような一つのチャネルデータストリームを処理するために使われ得る、チャネルデータプロセッサの一つの実施例のブロック図である。

【図 5】

制御、ブロードキャスト、音声またはトラフィックデータのような一つのチャネルデータストリームを処理するために使われ得る、チャネルデータプロセッサの他の実施例のブロック図である。

【図 6】

図 2 に示される送信信号を生成するために用いられることが可能であるプロセッサのブロック図である。

【図 7】

図 2 に示される送信信号を生成するために用いられることが可能であるプロセッサのブロック図である。

【図 8】

図 2 に示される送信信号を生成するために用いられることが可能であるプロセッサのブロック図である。

【図 9】

複数の多重受信アンテナを有し、一つ以上のチャネルデータストリームを受信できる受信装置のブロック図である。

【図 10】

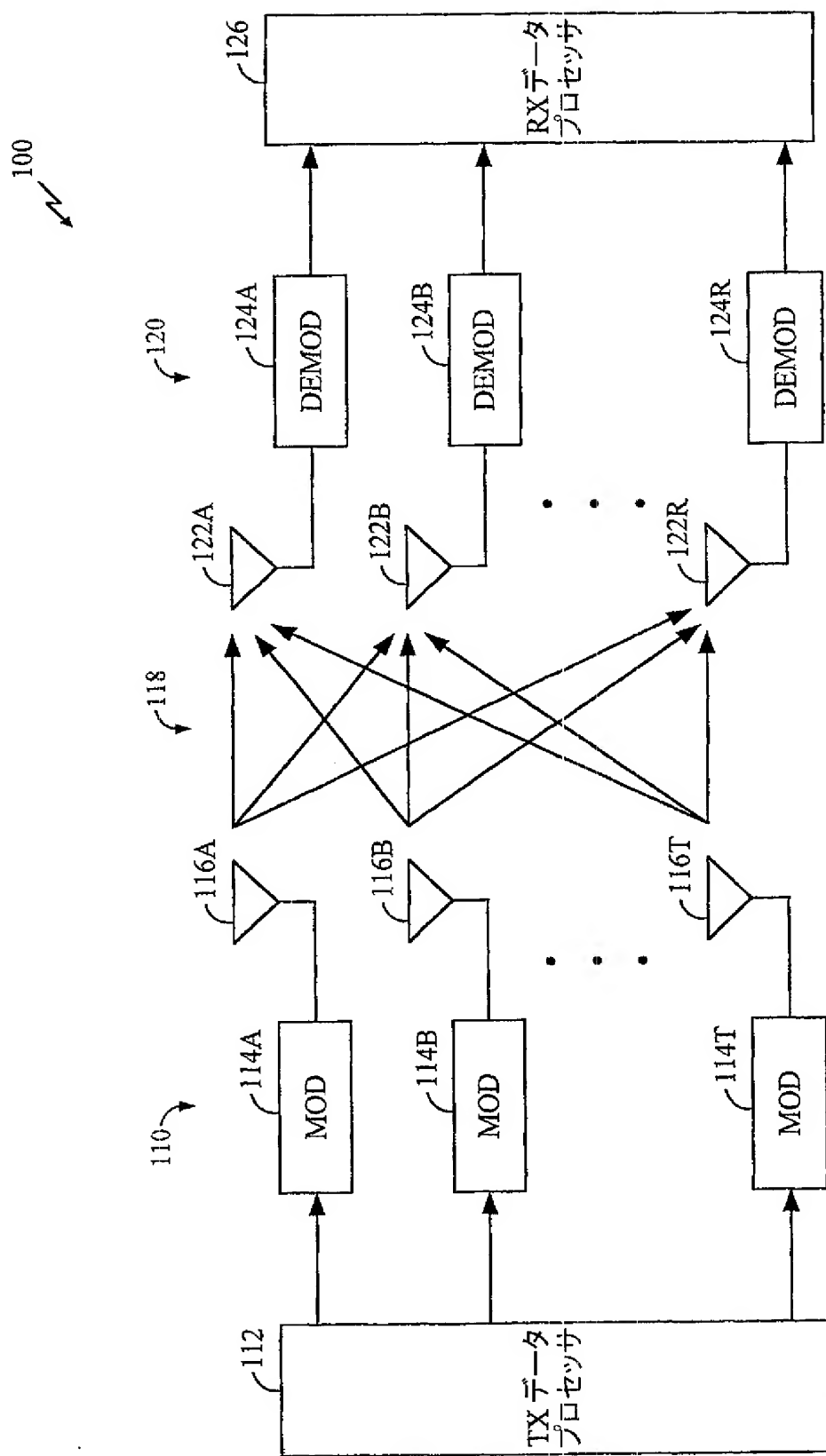
一実施例に従って通信システムのいくつかの操作方式によって、なし遂げられるスペクトルの有効性を例示する描画である。

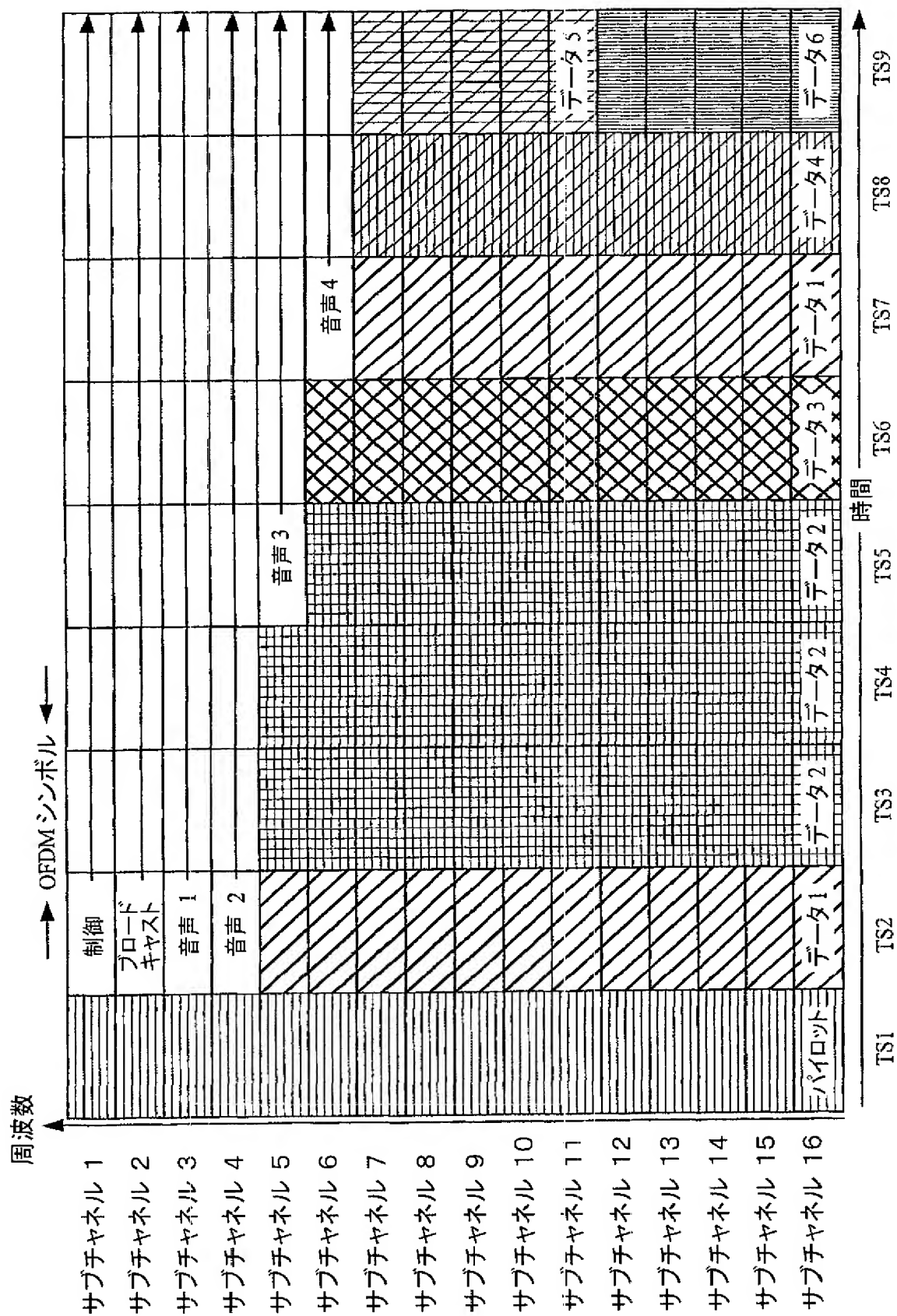
【符号の説明】

1 0 0…通信システム、1 1 4…変調器、1 1 6…送信アンテナ、1 2 2…受信アンテナ、1 2 4…復調器、3 1 0…デマルチプレクサ、3 1 2…エンコーダ、3 3 2…チャネルデータプロセッサ、3 3 4…結合器、I F F T…3 2 0、周期

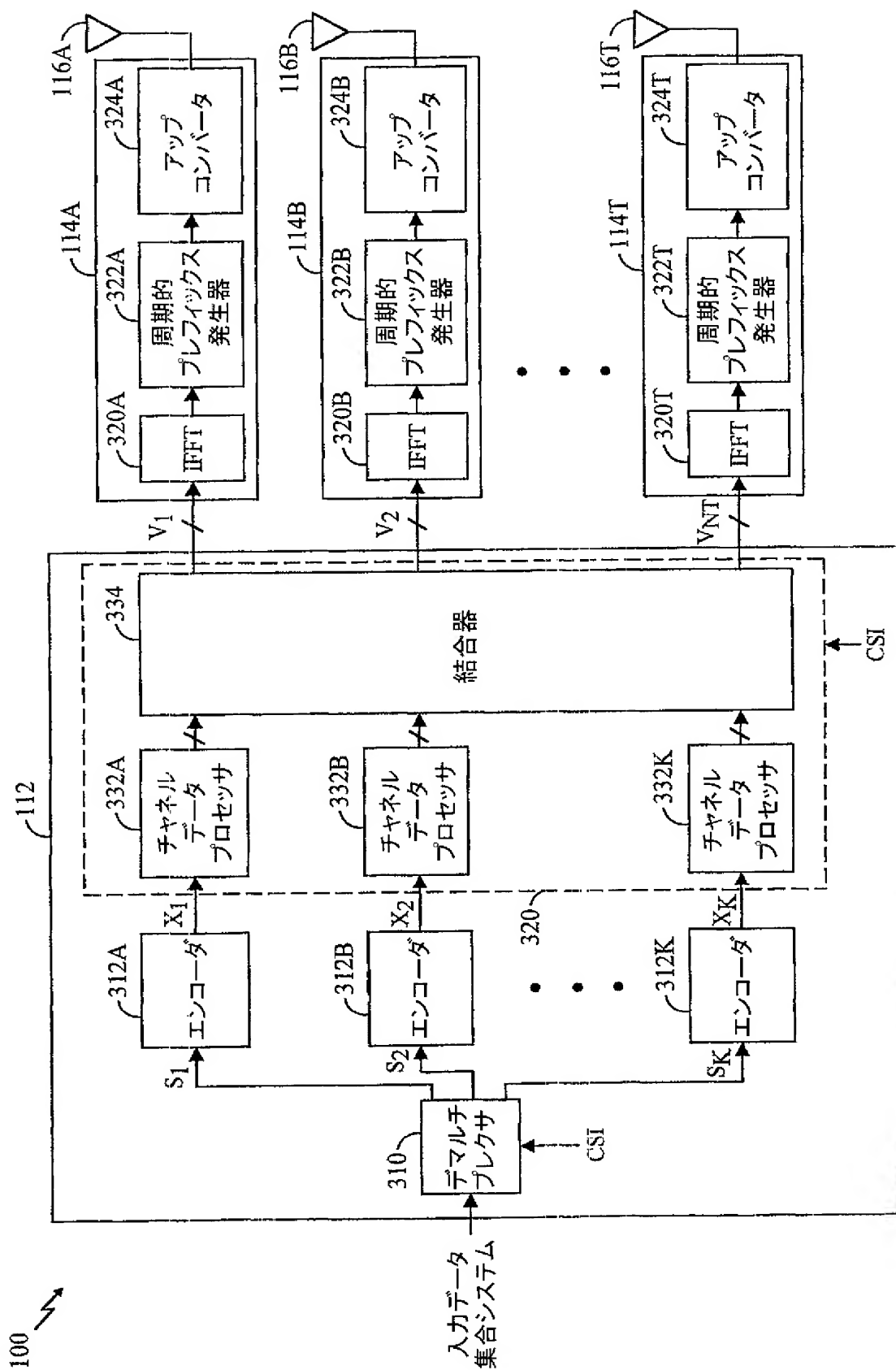
的プレフィックス発生器… 3 2 2、アップコンバータ… 3 2 4。

【図1】

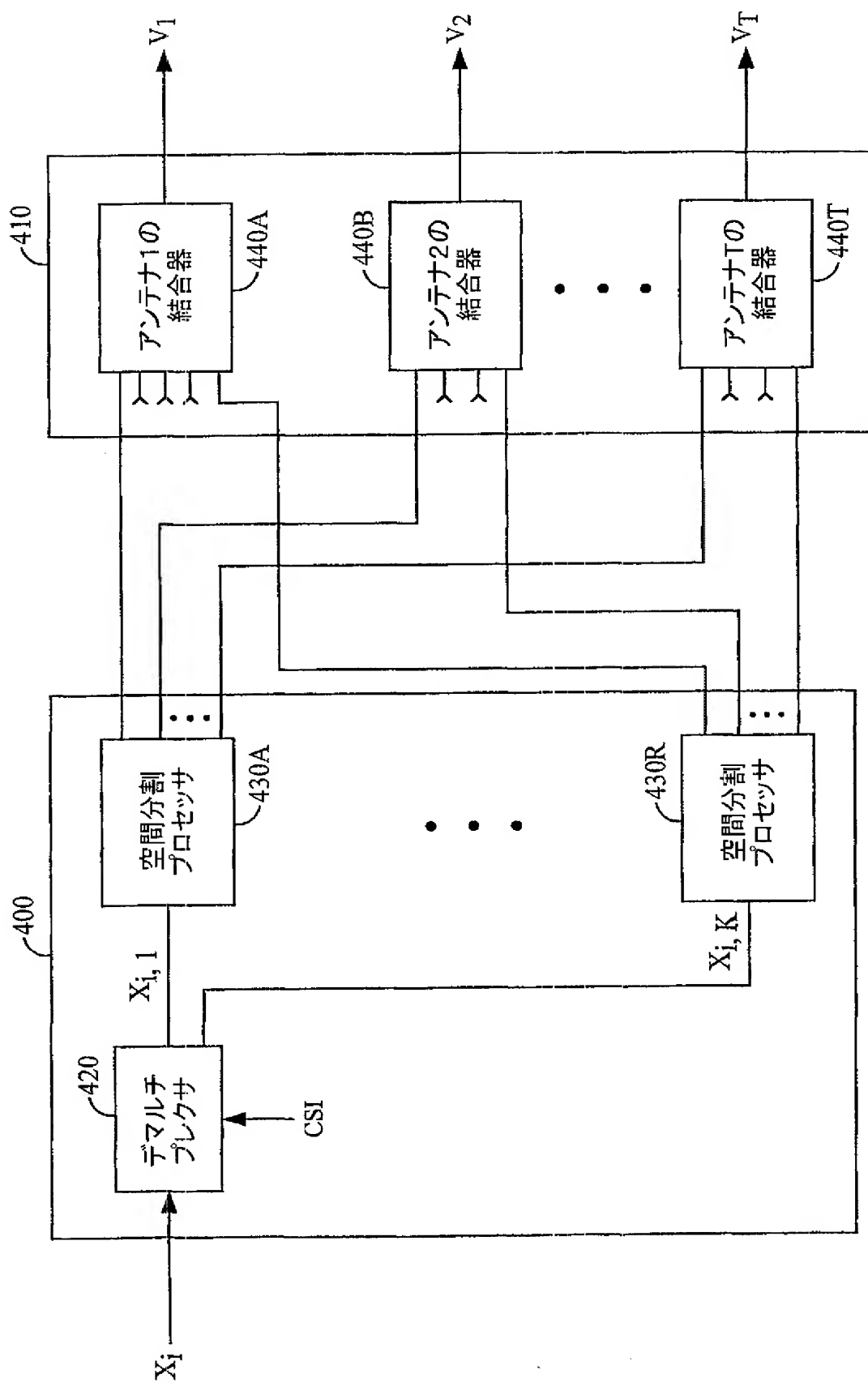




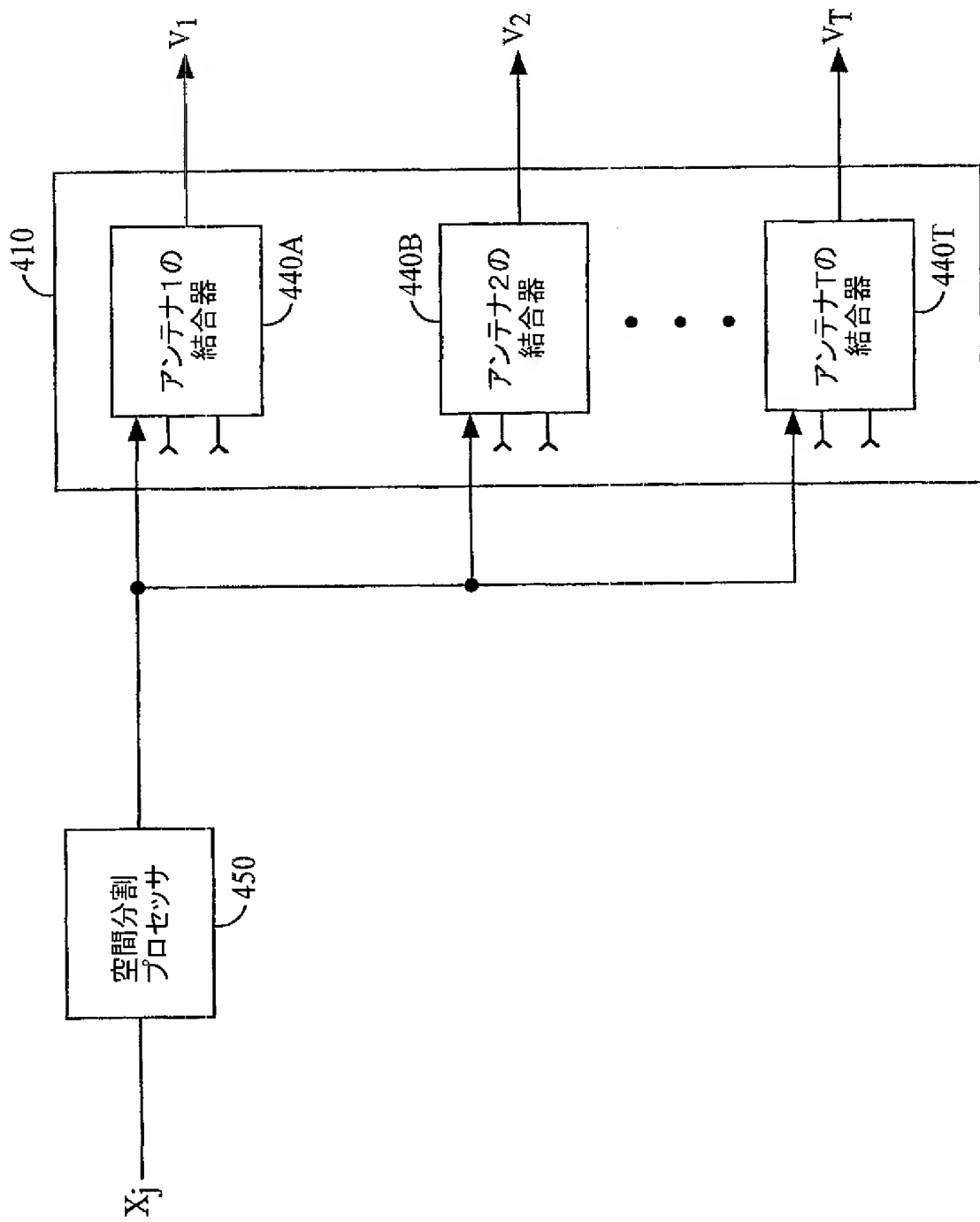
【図 3】



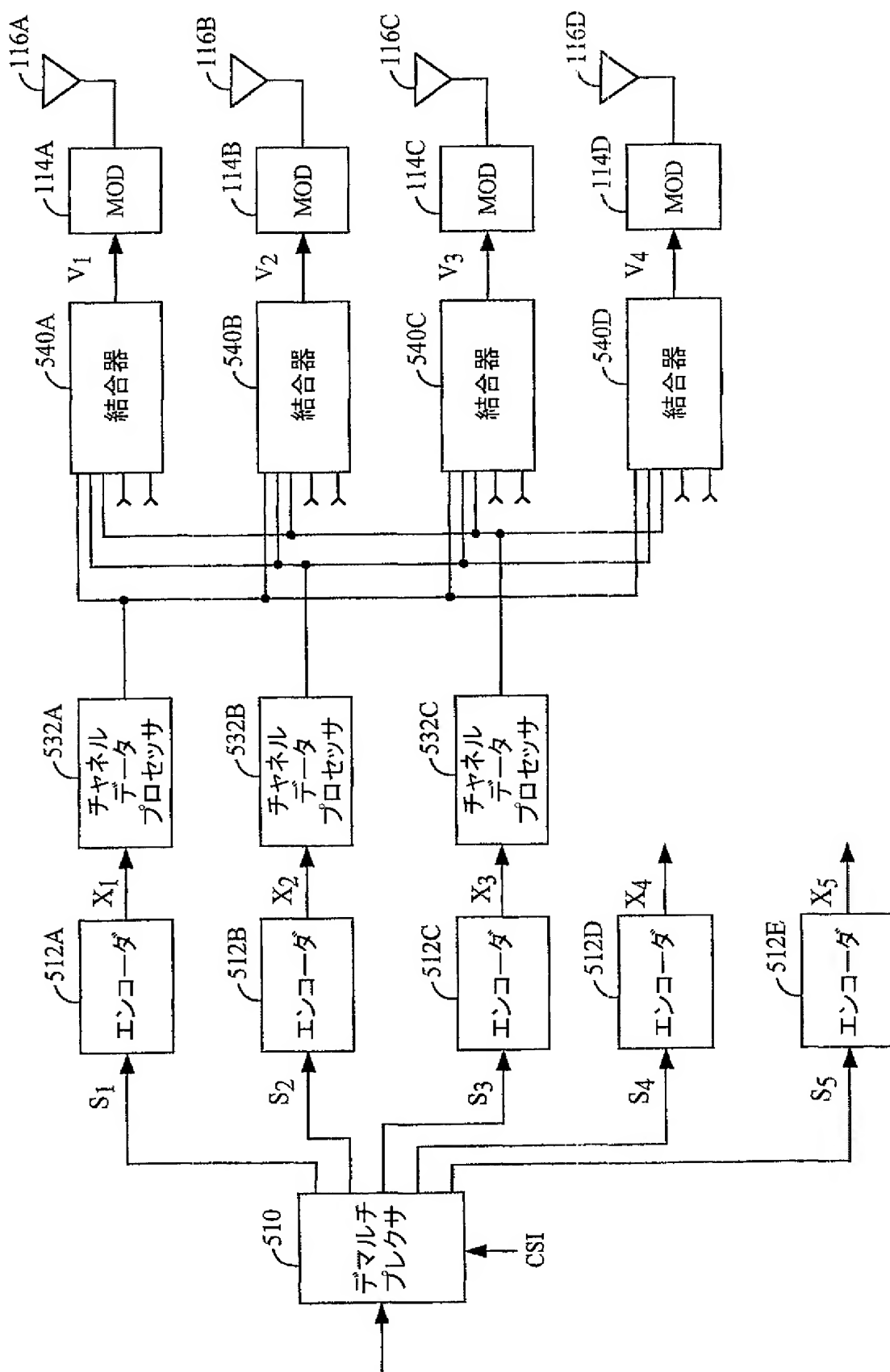
【図4】



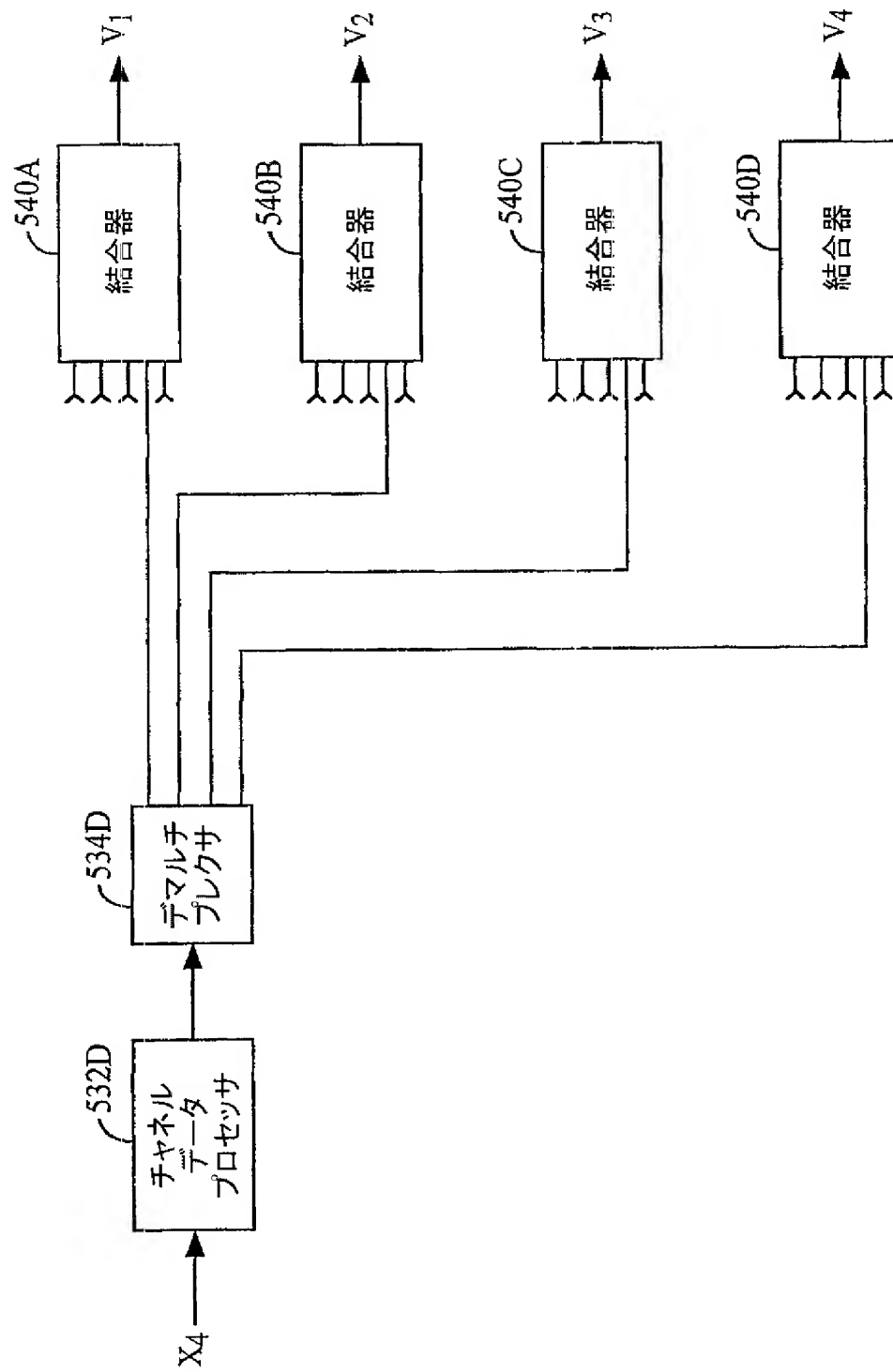
【図5】

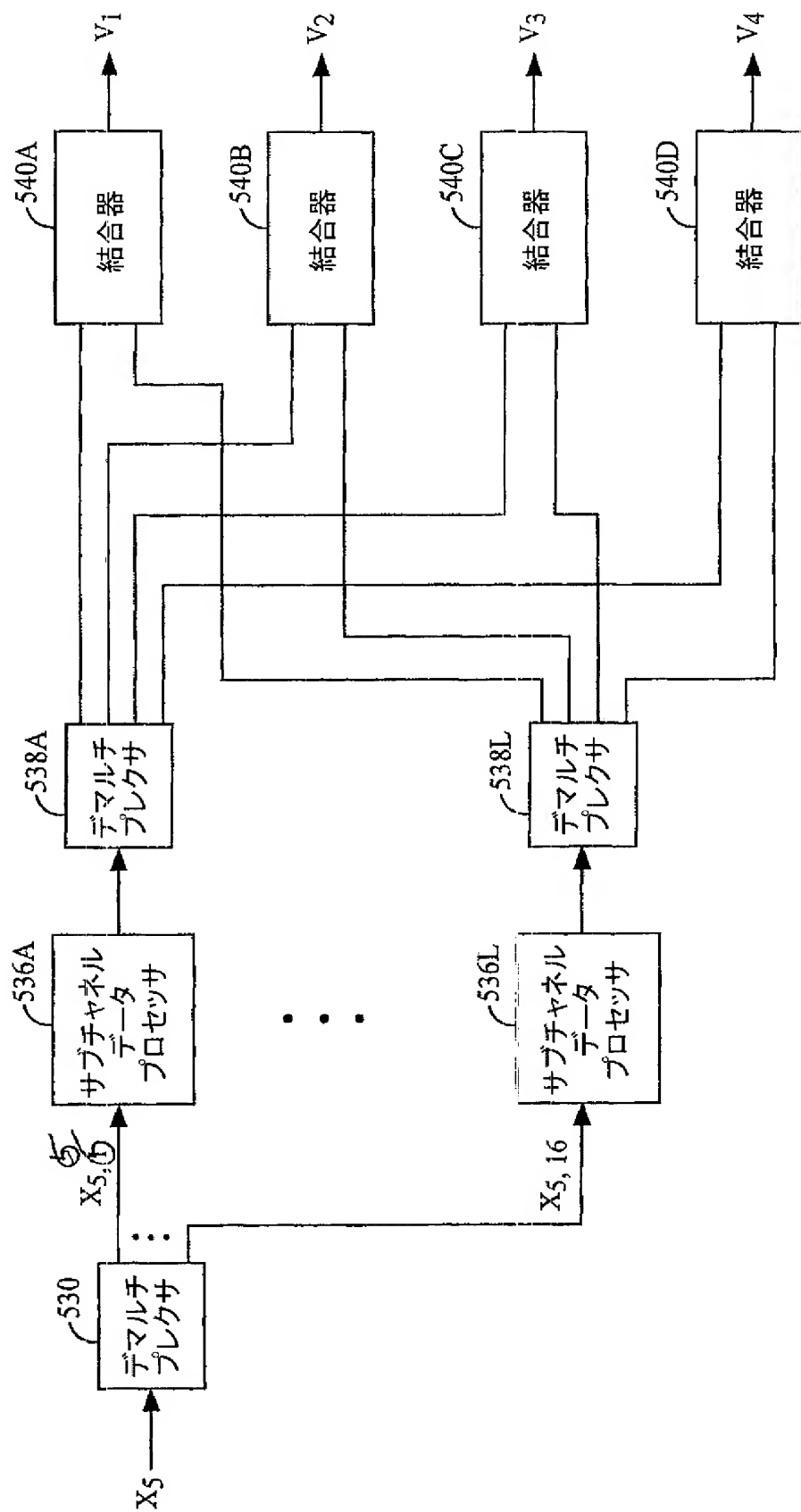


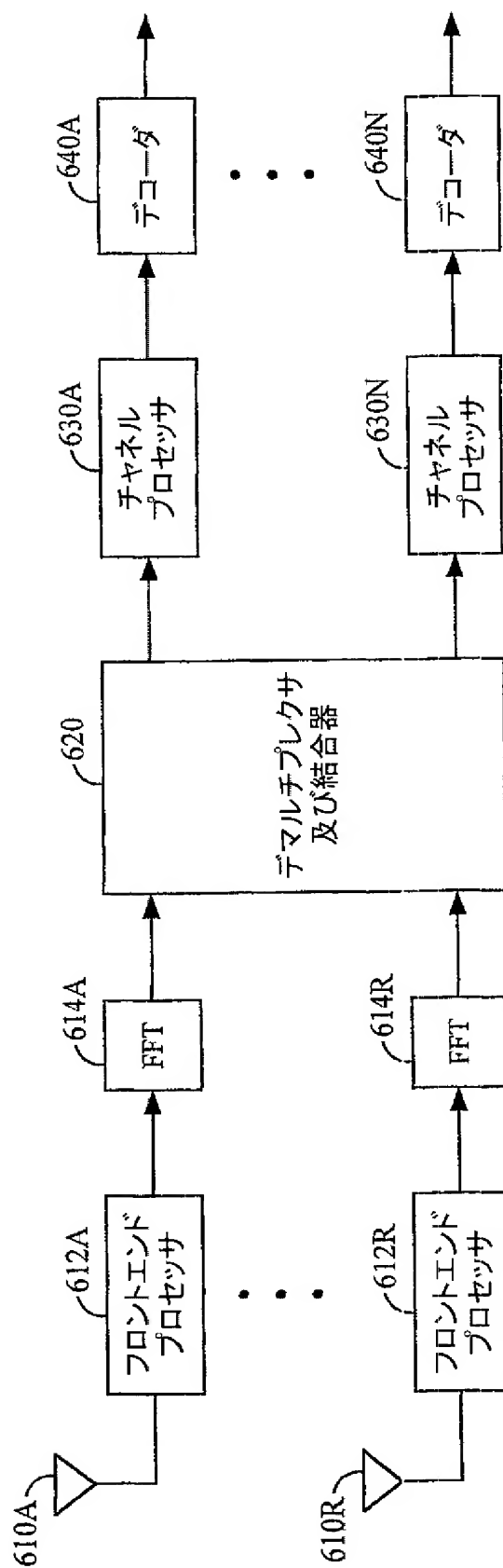
【図 6】

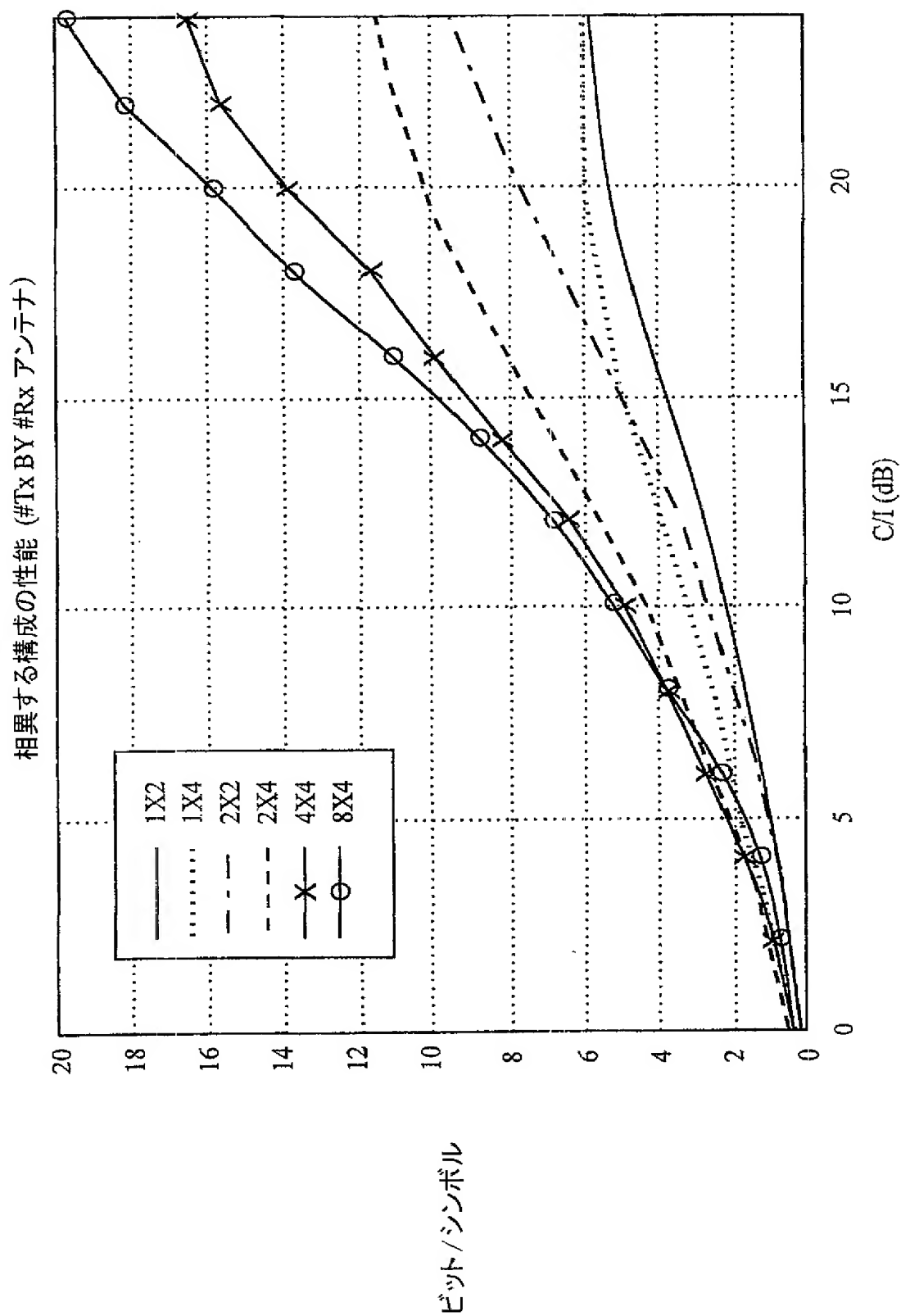


【図7】









【手続補正書】

【提出日】平成14年12月4日（2002. 12. 4）

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】図面の簡単な説明

【補正方法】変更

【補正の内容】

【図面の簡単な説明】

【図1A】

多重入力多重出力（MIMO）通信システムの図である。

【図1B】

チャネル状態情報のフィードバックを有するOFDMベースのMIMOシステムの図である。

【図1C】

チャネル状態情報を評価するために用いられることが可能である例示的なOFDMパイロット信号の構造図である。

【図2】

送信装置の送信アンテナからの送信の特定の例の視覚的な図である。

【図3】

図1Aに示されるデータプロセッサ及び通信システムの変調器のブロック図である。

【図4】

制御、ブロードキャスト、音声またはトラフィックデータのような一つのチャネルデータストリームを処理するために使われ得る、チャネルデータプロセッサの一つの実施例のブロック図である。

【図5】

制御、ブロードキャスト、音声またはトラフィックデータのような一つのチャネルデータストリームを処理するために使われ得る、チャネルデータプロセッサの他の実施例のブロック図である。

【図 6】

図 2 に示される送信信号を生成するために用いられることが可能であるプロセッサのブロック図である。

【図 7】

図 2 に示される送信信号を生成するために用いられることが可能であるプロセッサのブロック図である。

【図 8】

図 2 に示される送信信号を生成するために用いられることが可能であるプロセッサのブロック図である。

【図 9】

複数の多重受信アンテナを有し、一つ以上のチャネルデータストリームを受信できる受信装置のブロック図である。

【図 10】

一実施例に従って通信システムのいくつかの操作方式によって、なし遂げられるスペクトルの有効性を例示する描画である。

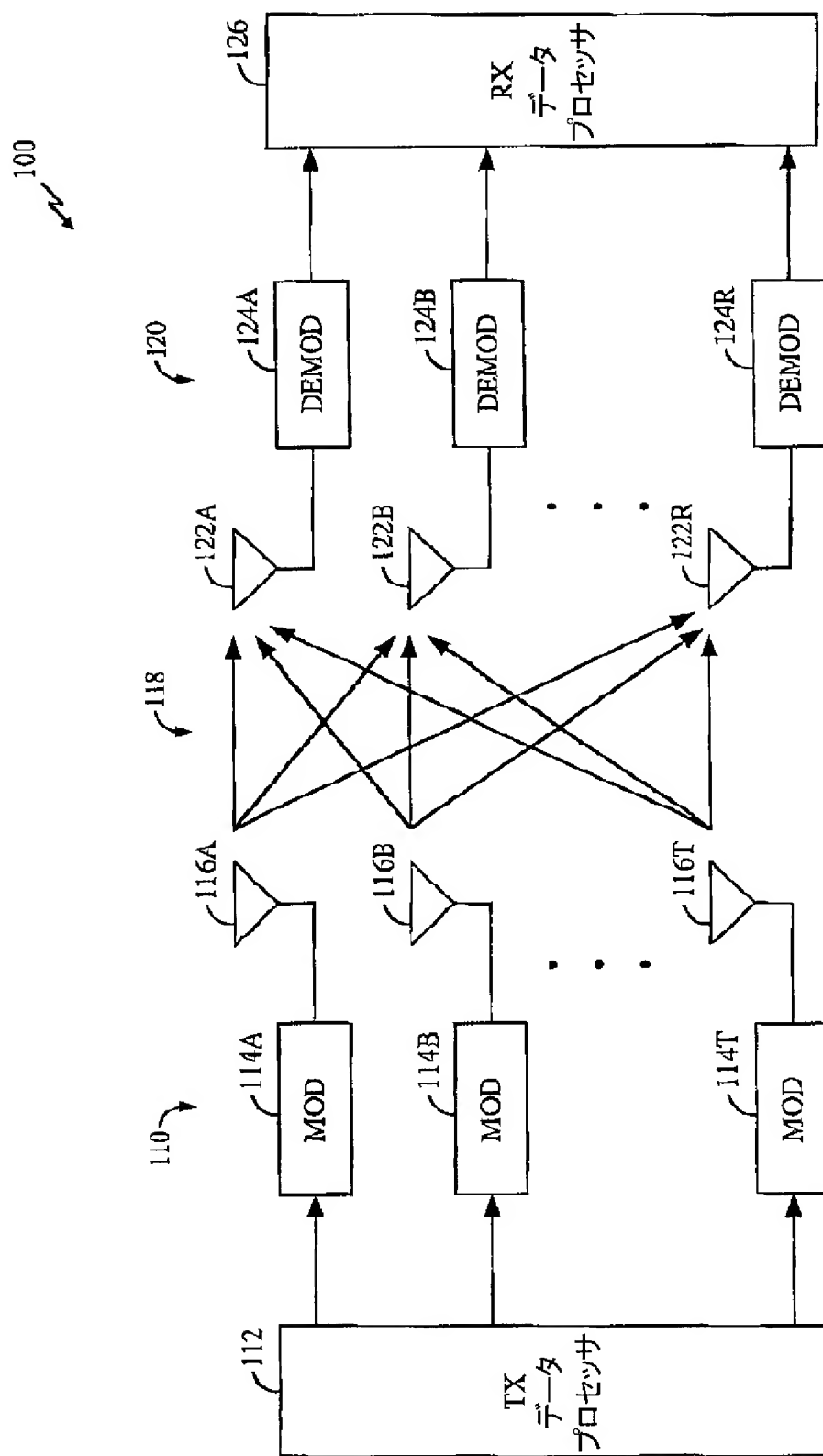
【手続補正 2】

【補正対象書類名】 図面

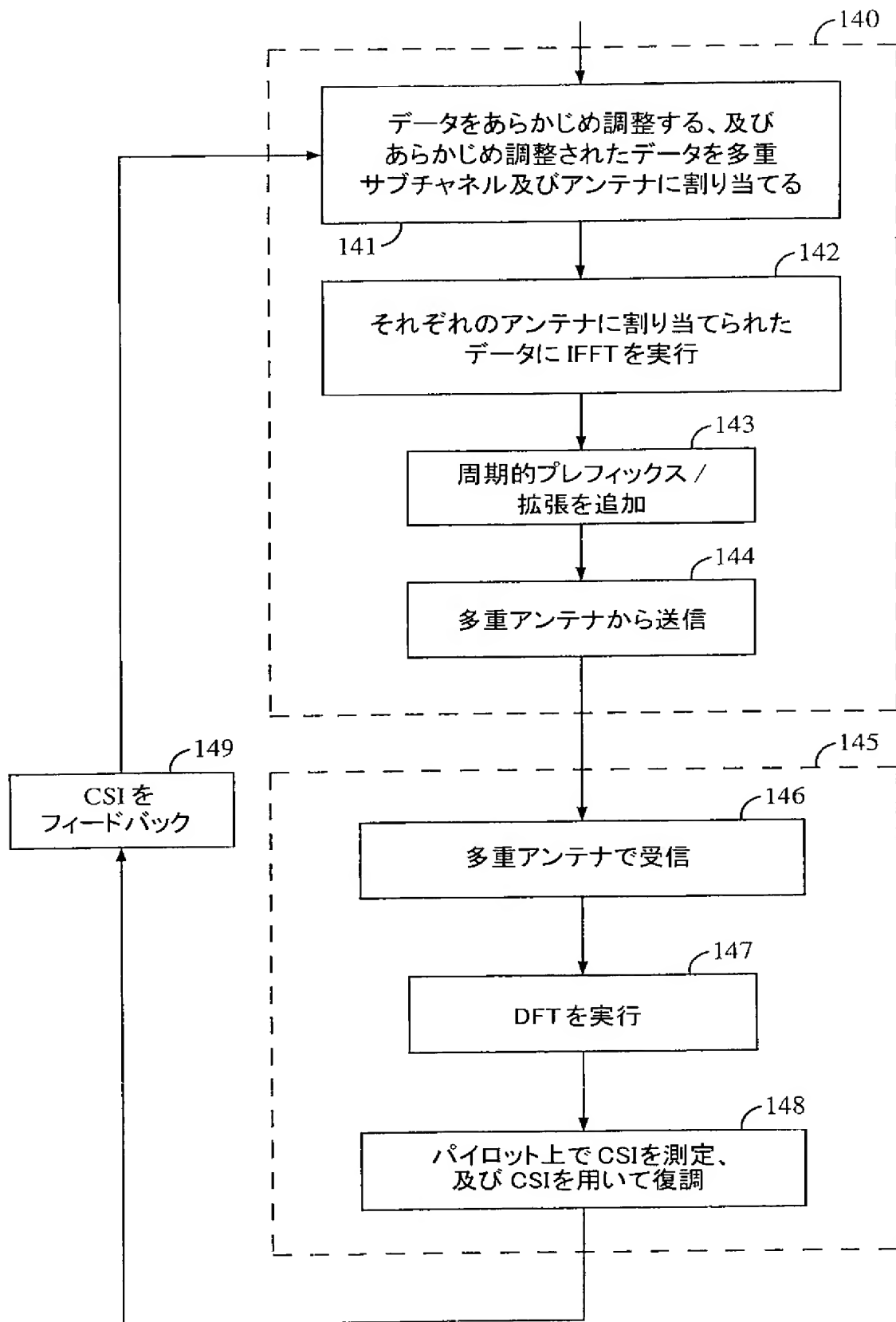
【補正対象項目名】 全図

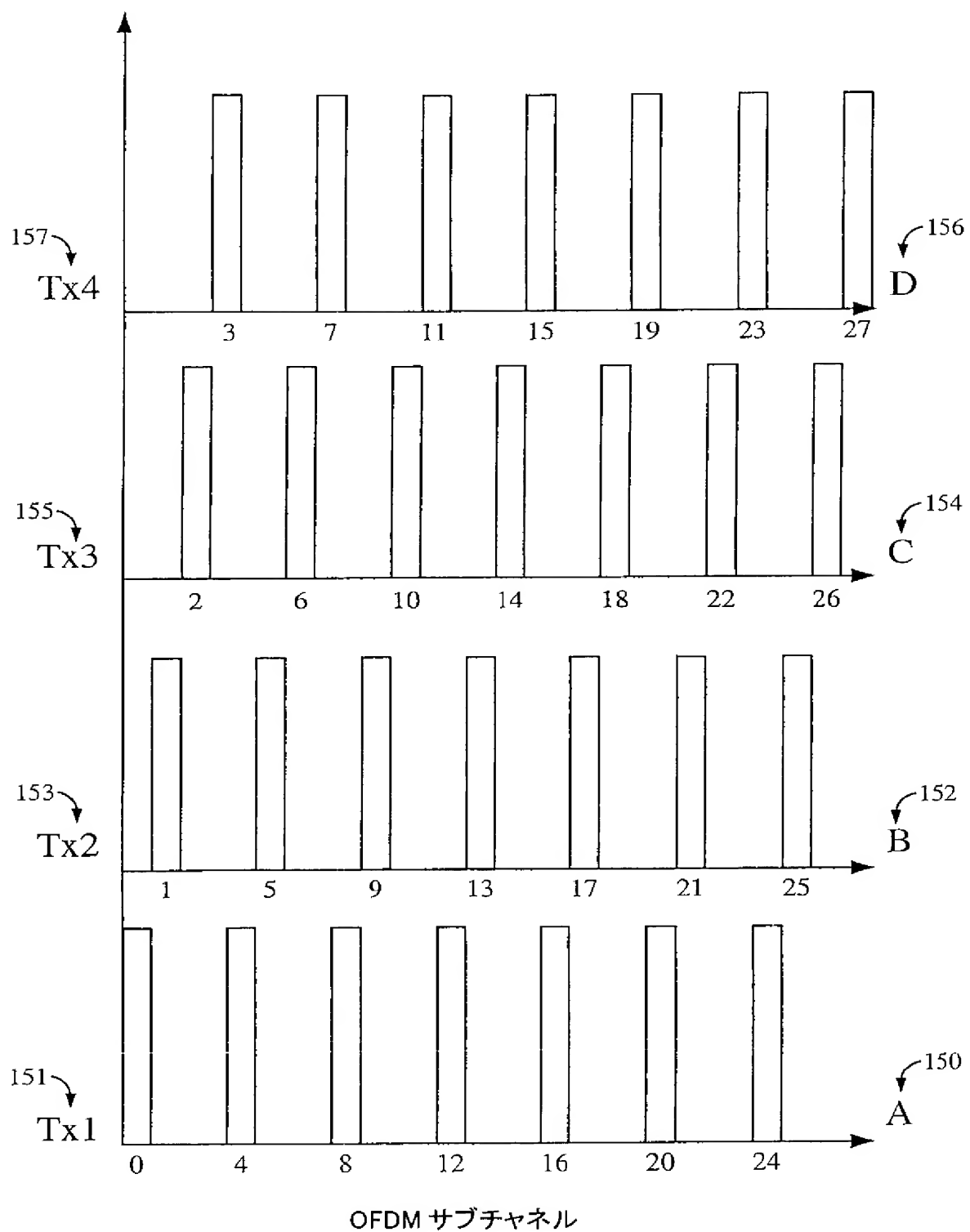
【補正方法】 変更

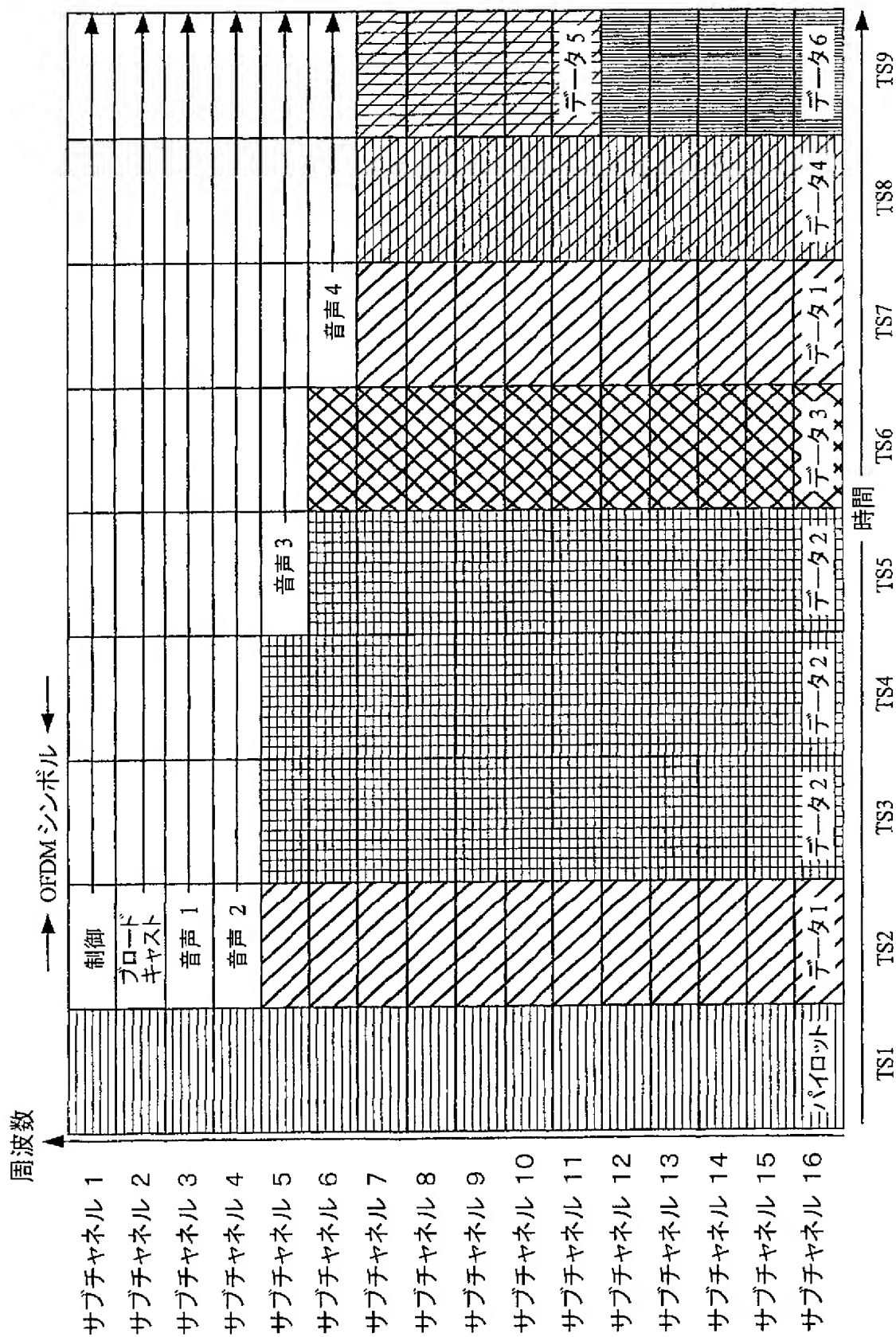
【補正の内容】



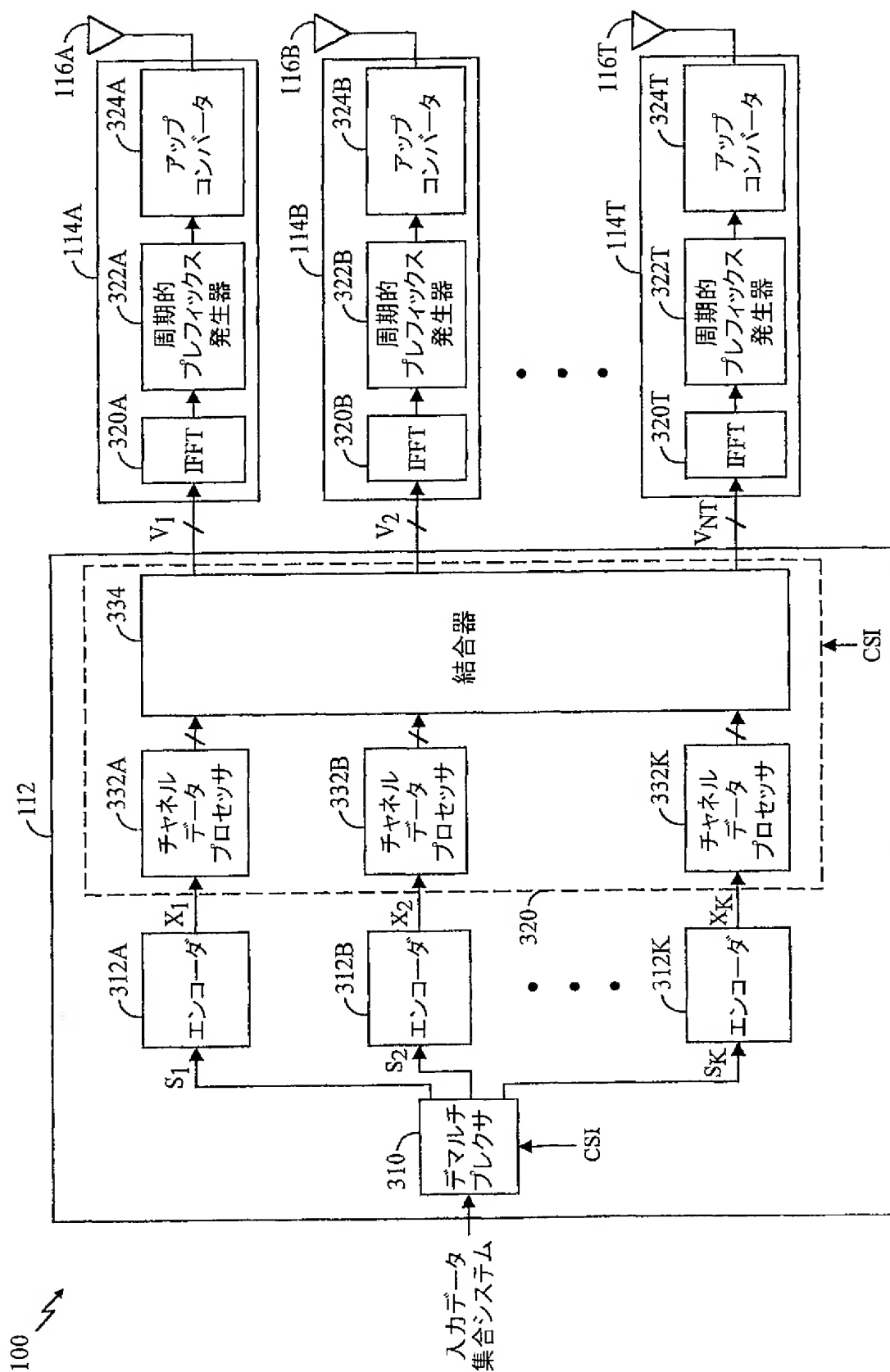
【図1B】



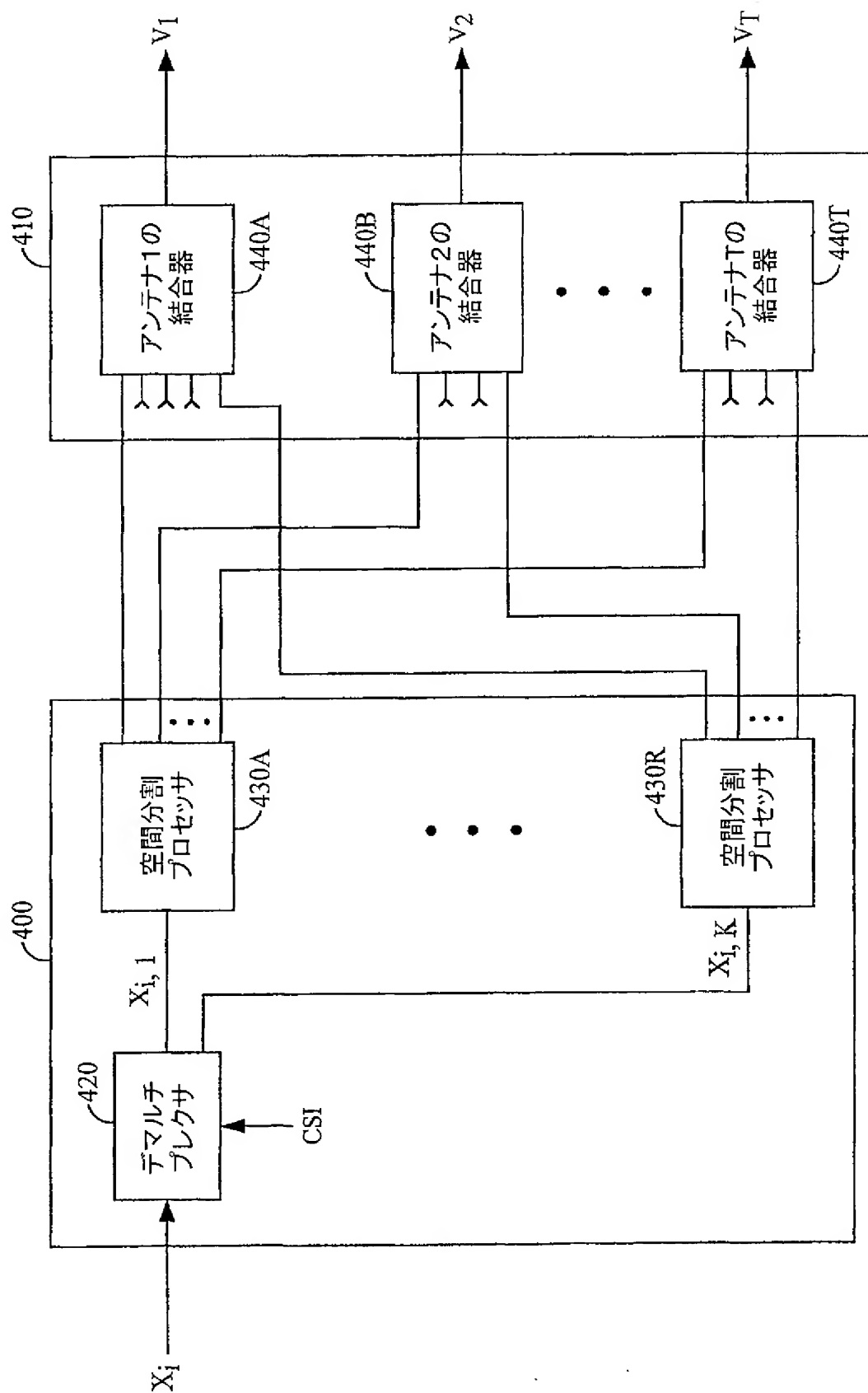




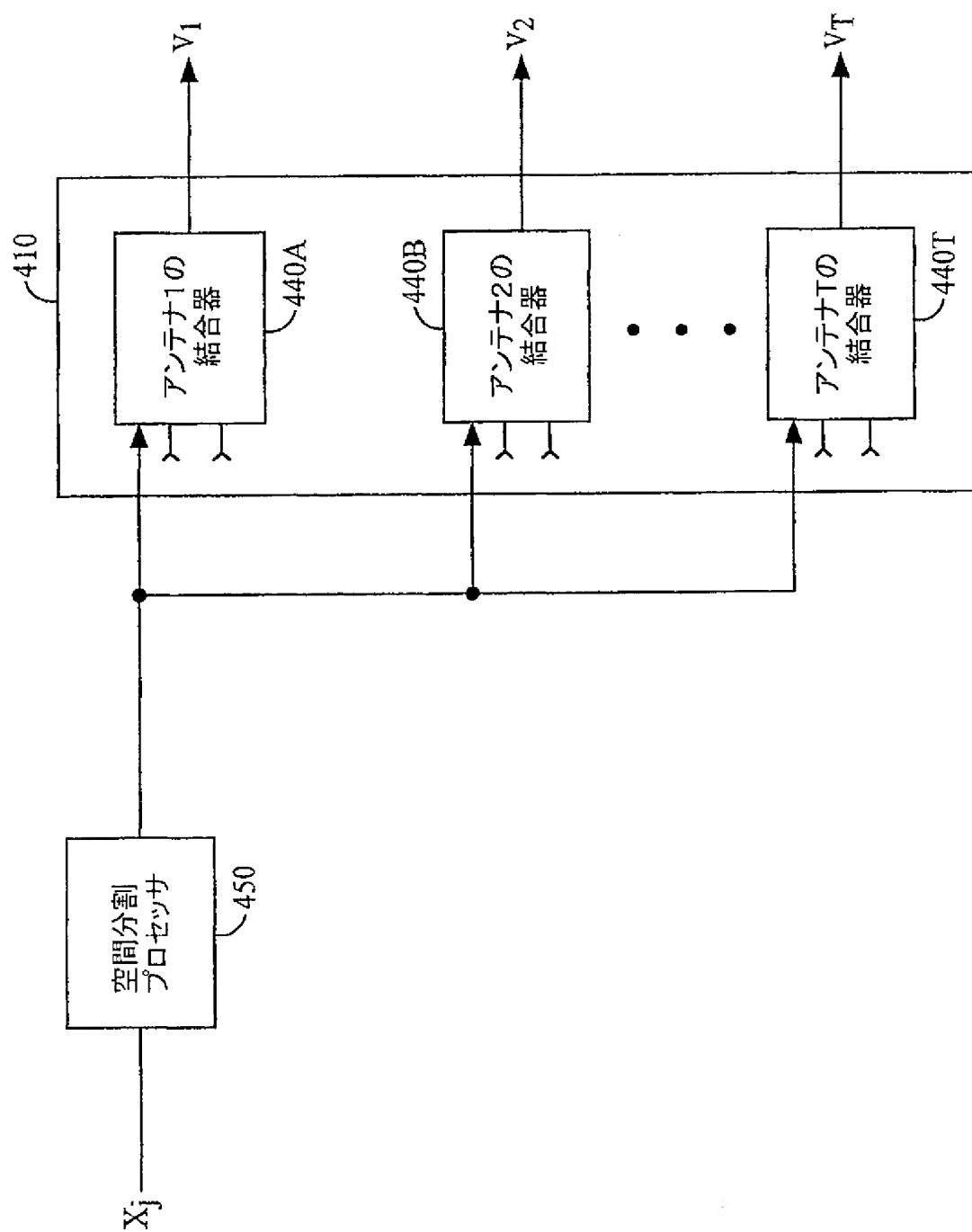
【図 3】



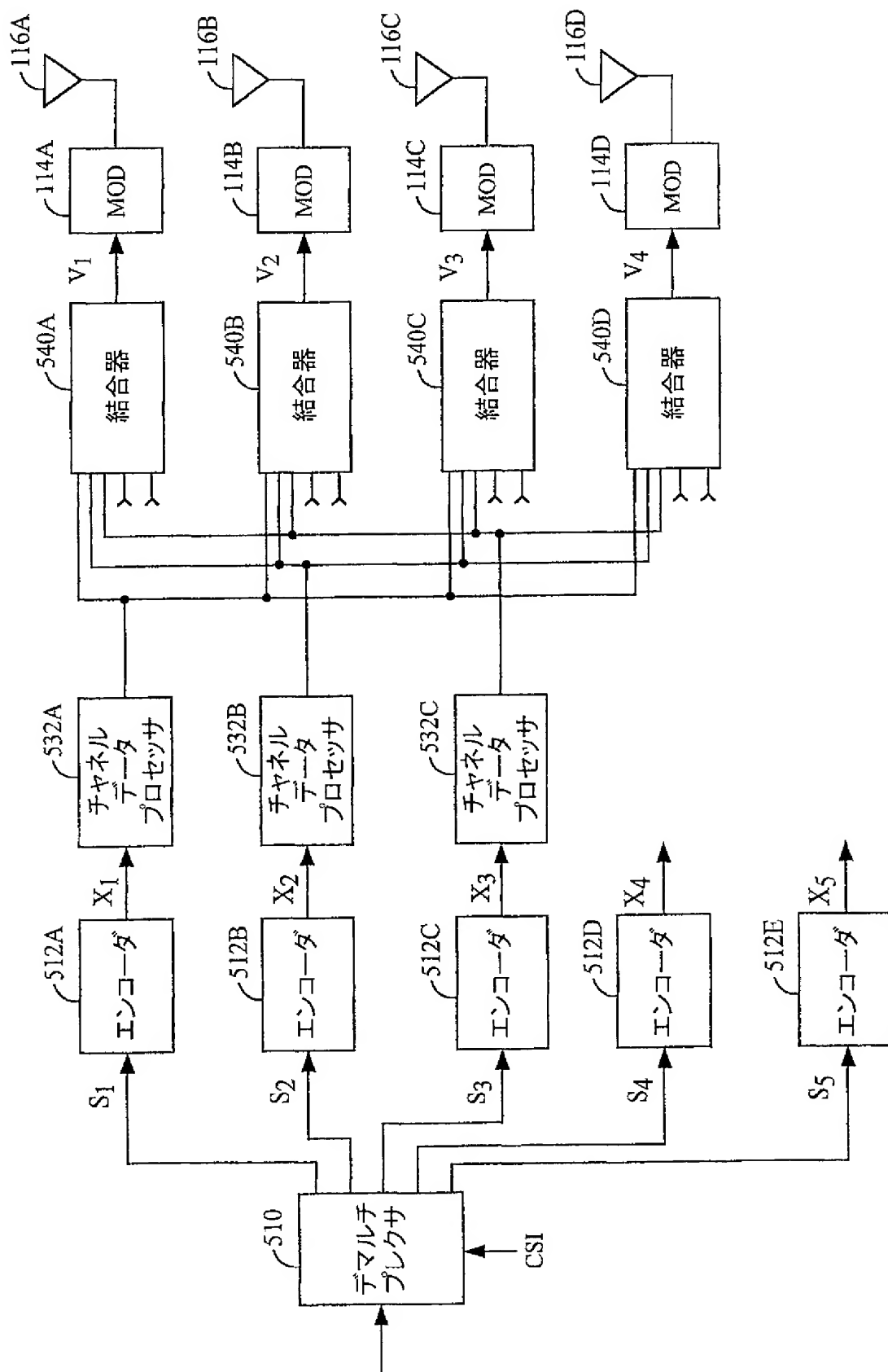
【図4】



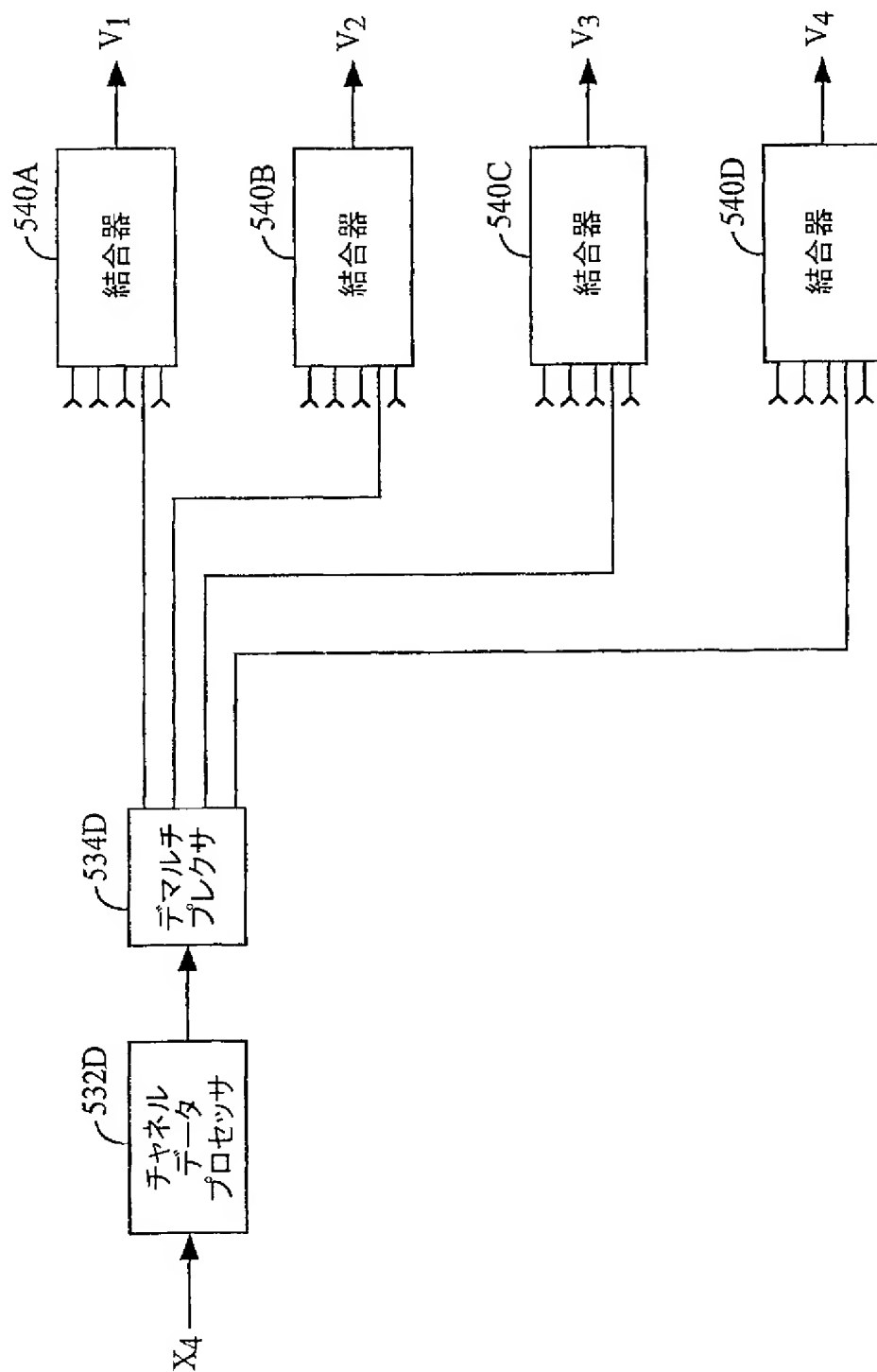
【図5】

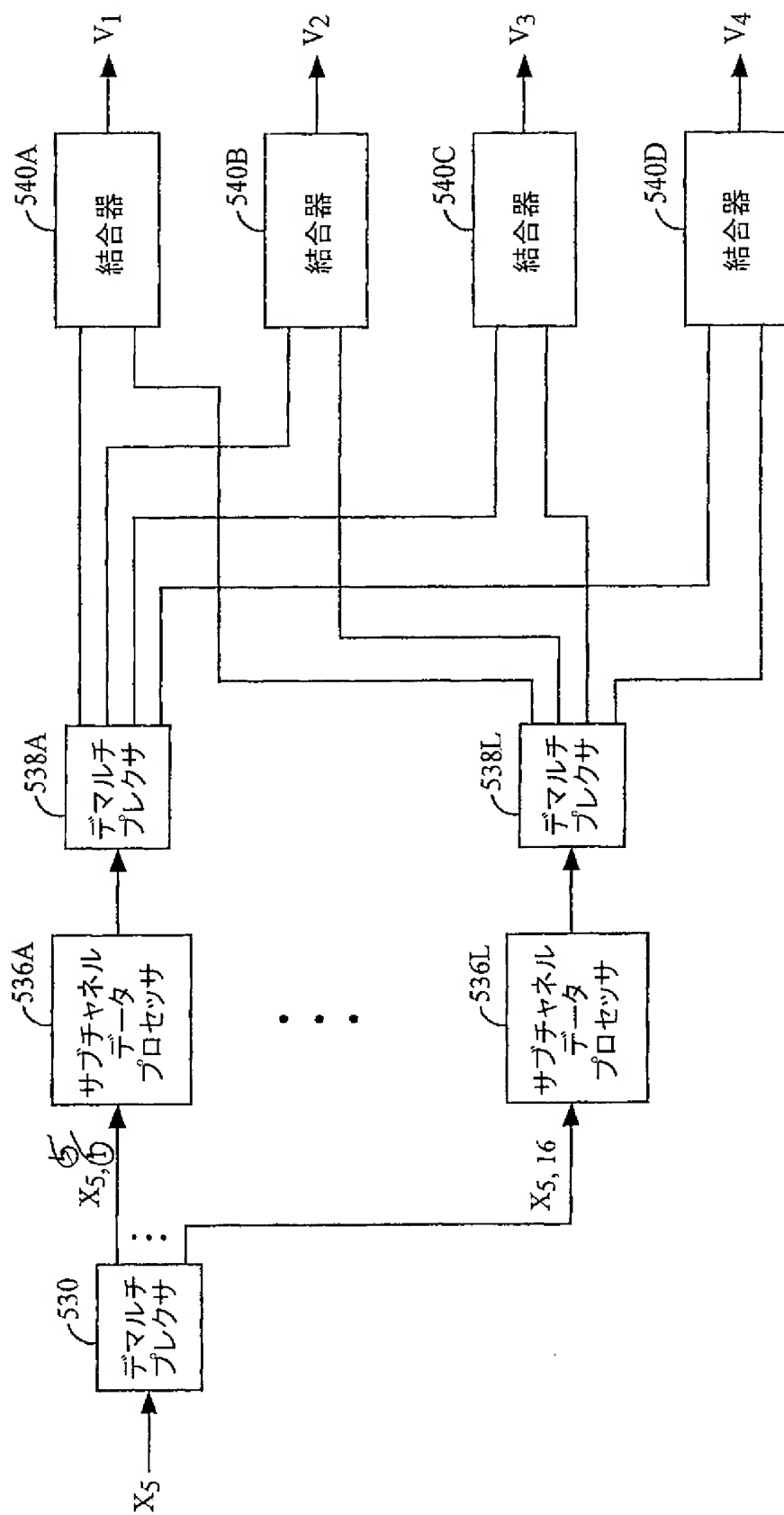


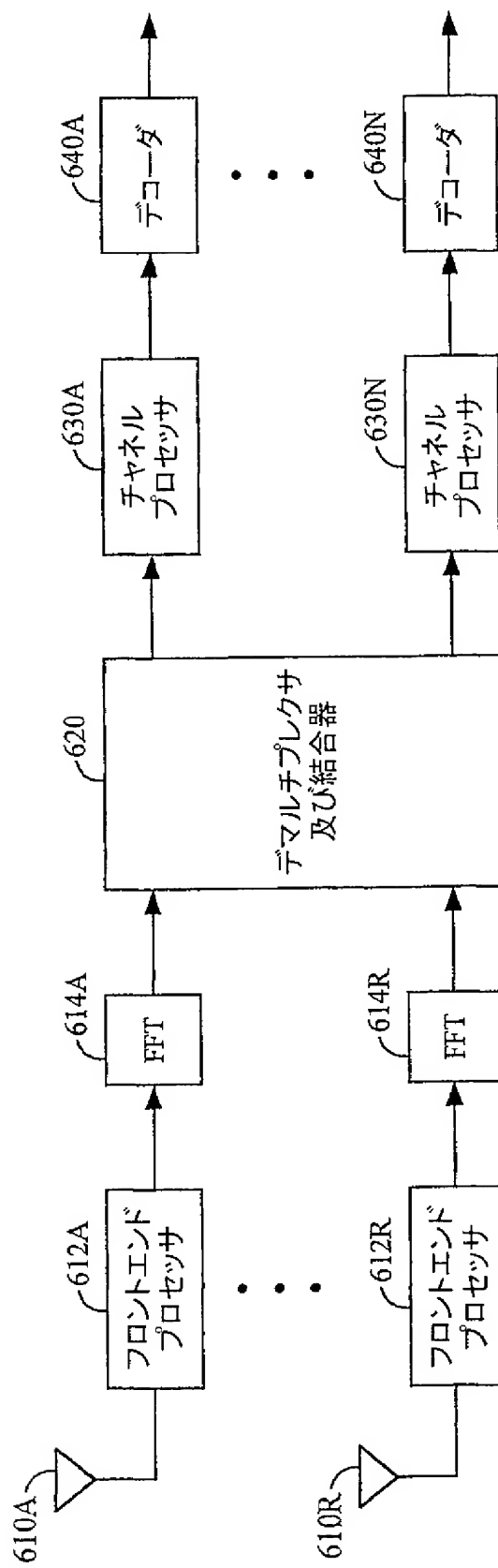
【図6】

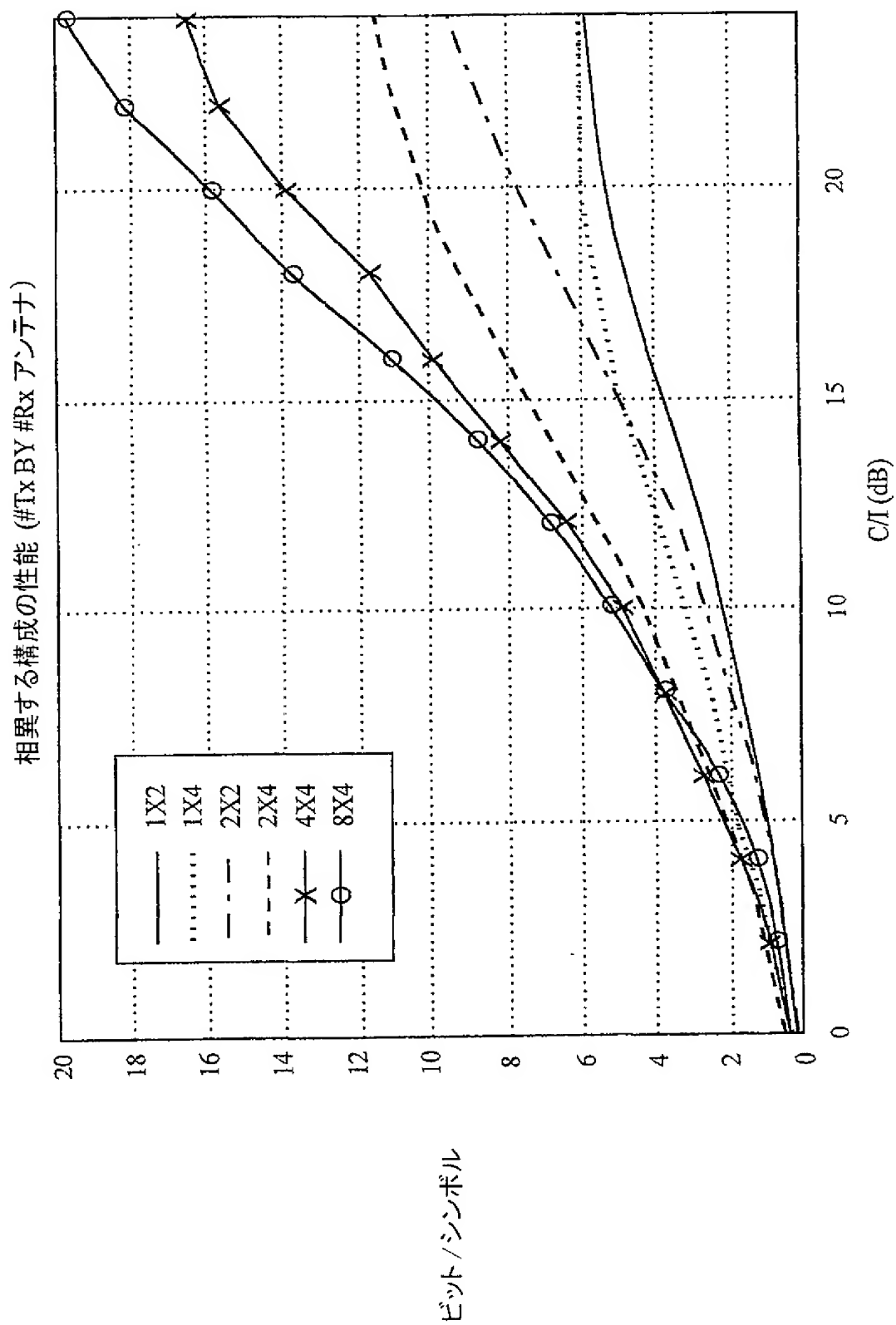


【図7】









INTERNATIONAL SEARCH REPORT

 Int. Application No.
PCT/US 01/09114

 A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04B17/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

 Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 00 04728 A (SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD) 27 January 2000 (2000-01-27) abstract page 8, line 10 - page 9, line 9 page 19, line 9 - line 21 page 20, line 4 - line 12 page 21, line 4 - line 16 --- -/--	1, 18, 19, 23



Further documents are listed in the continuation of box C.



Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the international filing date
- *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

T later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

X document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

Y document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

G document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

5 October 2001

Date of mailing of the international search report

11/10/2001

Name and mailing address of the ISA

 European Patent Office, P.B. 5518 Patentlaan 2
 NL - 2280 HV Rijswijk
 Tel: (+31-70) 340-2040, Tx: 31 651 epo nl,
 Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Lustrini, D

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/US 01/09114

C. (Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>BAUM K L ET AL: "A COMPARISON OF DIFFERENTIAL AND COHERENT RECEPTION FOR A CODED OFDM SYSTEM IN A LOW C/I ENVIRONMENT"</p> <p>IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE, PHOENIX, ARIZONA, NOV. 3 - 8, 1997, GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM), NEW YORK, IEEE, US, vol. 1, 3 November 1997 (1997-11-03), pages 300-304, XP000737554</p> <p>ISBN: 0-7803-4199-6</p> <p>abstract</p> <p>paragraph 0001!</p> <p>-----</p>	<p>1, 18, 19, 23</p>

1

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (July 1992)

page 2 of 2

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International Application No
PCT/US 01/09114

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 0004728	A	27-01-2000	
		AU 4934399 A	07-02-2000
		BR 9906601 A	21-11-2000
		CN 1275293 T	29-11-2000
		EP 1040689 A2	04-10-2000
		WO 0004728 A2	27-01-2000

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (July 1992)

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW

(72)発明者 ウォルトン、ジャイ・アール
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州
01886 ウェストフォード、レッジウッド・ドライブ 7

(72)発明者 ジャラリ、アフマッド
アメリカ合衆国、カリフォルニア州
92130 サン・ディエゴ、ウィローメア・レーン 5624

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD23 DD33
FF00

TDMA VARIABLE SLOT ALLOCATION METHOD

Patent number: JP2991167 (B2)

Publication date: 1999-12-20

Inventor(s): TAKE KEIJIRO, ; ITO SHUJI

Applicant(s): MITSUBISHI ELECTRIC CORP, ; MITSUBISHI DENKI KK

Classification:

- **international:** H04J3/00; H04J3/16; H04Q7/36; H04Q7/38; H04J3/00; H04J3/16; H04Q7/36; H04Q7/38; (IPC1-7): H04J3/00; H04J3/16; H04Q7/36; H04Q7/38

- **european:**

Application number: JP19970230716 19970827

Priority number(s): JP19970230716 19970827

Abstract of **JP 11069431 (A)**

Translate this text

PROBLEM TO BE SOLVED: To quickly cope with fluctuation traffic from a mobile equipment by securing a fixed slot, securing a variable slot when a free slot is present in the variable slot, reporting a secured result to the mobile equipment and processing the data of both fixed and variable slots from the corresponding mobile equipment. **SOLUTION:** The mobile equipment requests calling to a base station by using an incoming control channel, adds quality information requested by the mobile equipment to a calling request message and transmits it. The base station receives it, and when a calculated minimum required slot number (Ns) can be allocated from a free portion within one frame, allocates it to the mobile equipment as a fixed allocation slot.; Also, from the maximum transmission speed of the quality information inside the calling message, a maximum slot number (Nr) used in one frame by the mobile equipment is calculated. In the case that the maximum slot number can be allocated by the free slots of the variable slots, (Nr-Ns) pieces of the slots are allocated to the mobile equipment as allocation changeable slots.

JP02991167B2

Bibliography

DWPI Title

Variable TDMA slot allocation procedure in wireless communication system involves processing data of both fixed and variable slots received by mobile unit from base station

Assignee/Applicant

Standardized: **mitsubishi denki kk**

Inventor

TAKE KEIJIRO ; ITO SHUJI

Publication Date (Kind Code)

1999-12-20 (B2)

Application Number / Date

JP1997230716A / 1997-08-27

Priority Number / Date / Country

JP1997230716A / 1997-08-27 / JP

Abstract

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11) 特許番号

第2991167号

(45) 発行日 平成11年(1999)12月20日

(24) 登録日 平成11年(1999)10月15日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

F I

H 0 4 Q 7/36

H 0 4 B 7/26

1 0 5 D

H 0 4 J 3/00

H 0 4 J 3/00

H

3/16

3/16

Z

H 0 4 Q 7/38

H 0 4 B 7/26

1 0 9 N

請求項の数11(全 22 頁)

(21) 出願番号 特願平9-230716

(22) 出願日 平成9年(1997)8月27日

(65) 公開番号 特開平11-69431

(43) 公開日 平成11年(1999)3月9日

審査請求日 平成9年(1997)9月11日

(73) 特許権者 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 武 啓二郎

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

三菱電機株式会社内

(72) 発明者 伊藤 修治

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

三菱電機株式会社内

(74) 代理人 弁理士 宮田 金雄 (外2名)

審査官 望月 章俊

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 TDMA可変スロット割当方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】 基地局と複数の移動機間で時分割TDM Aチャネルによりデータ伝送するシステムにおいて、移動機は、基地局へデータ伝送の速度と品質を表す品質情報を付加して発呼要求を行う発呼送信手段を備え、基地局は、1フレーム中に所定の固定割当スロットと可変割当スロットとを確保する固定・可変スロット確保手段を備え、移動機からの発呼要求中の上記品質情報から最低伝送速度を満足させる第1のスロット数を算出する固定スロット数算出ステップと、上記移動機からの上記品質情報を満足する割当可能な第2のスロット数を算出する可変スロット数算出ステップと、上記固定スロット数算出ステップで算出したスロット数を先ず固定割当スロットに確保する固定スロット確保ス

テップと、

空きスロットがあれば上記可変スロット数算出ステップで算出したスロット数に対応する可変スロットを確保する可変スロット確保ステップとを備えて、上記移動機に確保結果を通知し、対応する移動機からの上記固定・可変の両スロットのデータを処理するようにしたことを特徴とするTDMA可変スロット割当方法。

【請求項2】 基地局は、移動機からの切断要求があると、対応する固定割当スロットを解放して空きスロットにするステップと、残存移動機の品質情報で要求される可変スロット数の和が現用の可変スロット数より多い場合は、上記切断要求があった移動機の可変スロットを再割当するステップとを付加したことを特徴とする請求項1記載のTDMA可変スロット割当方法。

【請求項3】 基地局は、発呼要求があった移動機に必要な品質情報と対応して記憶する割り当リストを備えて、各フレームでの可変スロットを確保する可変スロット確保ステップにおいて、上記割り当リストを参照して対応する移動機の可変スロットを決めるようにしたことを特徴とする請求項1記載のTDMA可変スロット割当方法。

【請求項4】 基地局は、可変スロット数算出ステップに代えて、最低伝送速度を満足させる第1のスロット数と品質情報を満足する第2のスロット数との中間品質対応の第3のスロット数を算出する中間可変スロット数算出ステップを備え、

可変スロット確保ステップは、可変スロットに空きスロットがあれば上記中間可変スロット数算出ステップで算出した第3のスロット数に対応する可変スロットを確保するようにしたことを特徴とする請求項1記載のTDMA可変スロット割当方法。

【請求項5】 移動機は、自身の送信データ量が所定の値を超えると、基地局に対してスロット追加要求を送信するようにし、

基地局は、上記移動機からのスロット追加要求を受信すると、該情報を基に可変スロット数算出ステップで再計算して可変スロットを確保し直すようにしたことを特徴とする請求項1記載のTDMA可変スロット割当方法。

【請求項6】 移動機は、スロット追加要求に際して現使用可変スロット数の情報を送信し、基地局は、対応する移動機からの上記現使用可変スロット数情報を基に可変スロット数算出ステップで再計算して可変スロットを確保し直すようにしたことを特徴とする請求項5記載のTDMA可変スロット割当方法。

【請求項7】 移動機は、現在の必要送信データ量を送信する手段を備え、

基地局は、上記各移動機からの現在の必要送信データ量を監視して第1の閾値を超えると、可変スロット数確保ステップでは閾値を超えた上記移動機に対する可変スロット数を増加させ、第2の閾値を下回ると、上記移動機に対する可変スロット数を減少させるようにしたことを特徴とする請求項1記載のTDMA可変スロット割当方法。

【請求項8】 基地局は、移動機に対する可変スロット数を減少させる場合は、上記移動機からの解放確認信号を受信するまでは上記可変スロット数を確保しておくようにしたことを特徴とする請求項7記載のTDMA可変スロット割当方法。

【請求項9】 移動機は、送信データがない場合は可変スロットでの送信を停止するようにし、

基地局は、移動機からの送信データが乗るスロットの同期を検出する手段を備え、上記同期が所定の連続回数以上外れることを検出するステップを備えて、

上記連続同期外れを検出すると対応する移動機に対する可変スロットを解放するようにしたことを特徴とする請

求項1記載のTDMA可変スロット割当方法。

【請求項10】 基地局は、所定の時間内における特定移動機に対する可変スロット数割当数の増加と減少指示回数を計測するステップを設けて、増加と減少指示回数が設定値以上になると、上記移動機の必要送信データ量を監視する第1と第2の閾値を変更するようにしたことを特徴とする請求項7記載のTDMA可変スロット割当方法。

【請求項11】 基地局は、移動機からの送信データを受信してスロット対応に誤りを検出する手段を備え、所定の数以上の上記誤りを検出すると、可変スロット確保ステップで対応移動機に確保する可変スロット数を増加するようにしたことを特徴とする請求項1または請求項7記載のTDMA可変スロット割当方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、TDMA (Time Division Multiple Access) 方式を用いてATMセルを伝送する無線通信システムにおいて、各基地局での移動機に対するTDMAスロットの可変割当方法に関する。

【0002】

【従来の技術】TDMA方式を用いた無線通信システムにおける、各移動機に対するTDMAスロットの割り当て方法には、固定割当方式と可変割当方式がある。従来のTDMA方式を用いたデジタル携帯電話／自動車電話システムやPHS (Personal Handyphone System) に代表されるデジタルコードレス電話では、各移動機に対して一定数の特定のTDMAスロットを固定的に割り当てる上述の固定割当方法がとられている。一方で、次世代の携帯電話／自動車電話システムにおいては、B-ISDNに代表される広帯域通信ネットワークとの整合性から、ATMセルやパケットを伝送する必要が生じており、その結果、動的に変化するトラフィックを伝送するために、割当スロットの伝送品質だけではなく、移動機毎の変化するトラフィックに対応させて、移動機に対する上述の割当スロットを動的に変更する可変スロット割当が必要となる。

【0003】従来の可変スロット割当方法では、コネクション型の呼に対しては、1TDMAフレーム内の特定スロットを各TDMAフレーム内に移動機からの要求に基づいて固定的／もしくは特定フレーム数毎に割り当て、コネクションレス型の呼に対しては、1TDMAフレーム毎にコネクション型の呼に割り当てたスロット以降のスロットを割り当てる方式がある。可変スロット割当方法は、例えば、特開平9-18435に示されている。以下に、従来の方法について、図19、20を参照しながら説明する。

【0004】図19は第1の従来例におけるTDMAフレーム構成を示す図である。1フレームは固定長であ

り、複数のスロット（X個のスロット）から構成されている。フレームの前半は基地局から移動機に対する下り回線（Down Link）であり、後半は移動機から基地局に対する上り回線（Up Link）である。上述の下り回線の前半は基地局から各移動機に対する制御情報を伝送するために用いられる下り制御スロット群であり、Sc個のスロットで構成される。下り回線の後半は基地局から移動機に対するATMセル伝送要の下りデータスロット群であり、Su個のスロットで構成される。また、上述のフレームの後半は移動機から基地局に対する上り回線であり、当該上り回線の先頭は、移動機から基地局に対する制御データを伝送するために用いられるランダムアクセス用スロット群であり、Tr個の固定長のスロットで構成される。またランダムアクセス用スロット群に続くスロット群は、アベラブルビットレート（ABR）用であり、Ta個のスロットにより構成される。ABR用スロット群に続くスロット群が、バリアブルビットレート（VBR）用であり、Tv個のスロットにより構成される。上述のフレームの最後には固定レート（CBR）用のスロット群があり、Tc個のスロットにより構成される。フレーム内の全スロットXは一定であり、Sc、Su、Tr、Ta、Tv、Tcの合計は常にXとなるが、各スロット群の数Sc、Su、Tr、Ta、Tv、Tcは、トラフィックに応じて各フレームで基地局の制御部により変更される。さらに、複数のフレームから構成されるスーパーフレームも形成される。図19では4TDMAフレームにて1スーパーフレームを形成した状態を示している。

【0005】図20は、この第1の従来例における可変スロット割当処理フロー図である。図20を用いてスロット割当動作を説明する。上述の基地局制御部スロット割当部では、ScとSuの値は基地局内の送信データから算出し、Tcは移動機からの呼受け付け時に固定的に割り出し、Trは固定値で設定される。また、Tvの値は呼受け付け時のUPC（User Parameter Control）値を用いて1フレームではなくてスーパーフレーム内で一定レート、理想的にはピークレートが割り当てられる。但し、各フレームにおいては、各VBR呼毎に固定的にスロットが割り当てられるのではなく、最初に各VBR呼間でスロットの割り当てが融通され、以降のスーパーフレームでは固定される。図19において、移動機Aと移動機BはそれぞれのTDMAフレームにおいてはお互いにスロット割当が融通されている状態、ならびにスーパーフレーム単位ではスロットが固定されている状態を示している。すなわち、スーパーフレーム内の各TDMAフレーム単位で見ると移動機Aと移動機Bは互いに同一スロットが割り当てられないように、UPCで値で規定された品質を保証するように各TDMAフレームにおいてスロットが可変に割当てられている。一方、スーパーフレーム単位に移動機A、移

動機Bに対するスロット割当位置は固定であり、スーパーフレーム単位で繰り返し同一スロットが割り当てられる。最後に、TaはXからSc、Su、Tr、Tv、Tcの合計を引いた値が設定される。以上の通りフレーム単位に設定されたSc、Su、Tr、Ta、Tv、Tcに対応したスロット位置を、各フレームないし数フレームに一度更新して各移動機に報知することにより、可変スロット割り当てを実現している。なお、上述のABR呼については、各フレームの上り制御チャネルで要求した移動機にフレーム単位でTa個のスロットが割り当てられる。

【0006】また、従来の可変スロット割当では、無線区間の誤りを考慮した方法も考慮されており、例えば、1996年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会B-311「ワイヤレスATMに適した集中制御型動的帯域割り当て方式の検討」に示されている。以下に、第2の従来方法について、図21を参照しながら説明する。

【0007】図21はTDMA方式を用いた無線ATM通信システムにおける、第2の従来例での可変スロット割当方式によるスロット解放に関するシーケンス図である。このシーケンスを用いた無線ATM通信システムは、基地局と1つ以上の移動機との間でTDMA方式を用いた無線アクセス方式によりATMセルを伝送可能なシステムであり、基地局と移動機の間には、移動機毎に個別の制御回線、すなわち上り制御スロット及び下り制御スロットが設けられており、各移動機に対して基地局は移動機からの要求に応じて1TDMAフレーム内で複数のデータ伝送用スロットを割り当てる。各移動機においては送信キュー長を基地局に送信し、基地局は前記移動機からの送信キュー長から移動機に対して割り当てたスロット以上のデータが移動機からの送信キューにあると判断した場合には、制御回線を用いて新たなスロットの割当を基地局に要求し、基地局はその要求に応じたスロットを、他の移動機に未割当のスロットから選択し、要求元移動機に制御回線で前記スロットの割当結果を通知する。一方、移動機からのデータ送信がNフレーム連続でない場合には、送信データがなかった移動機及び基地局は自立的にデータ送信がなされなかったスロットを解放する方法が提案されている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】従来の可変スロット割当方式では、スーパーフレーム周期内の定められたスロット位置でデータの送信を行なう為、トラフィック変動に即座に対応できず伝送遅延が増加するという課題がある。また、送出スロット位置が完全に固定されているか、もしくは動的に変更する場合には制御チャネルで随時（N（≥1）フレーム毎）実施する為、制御チャネルに誤りが発生した場合にはスロット割り当てが変更できず回線利用効率が悪化するという課題もある。更に、動的にスロットを割り当てる場合にスロット位置の指

定、すなわちスロット番号を変更時に通知する為、制御チャネルのトラフィックが増大するという課題もある。また逆に、制御チャネルが誤りの有無に関わらずk回連続で割り当て要求が無い場合には解放する為、制御情報が誤った場合には移動機は送信データがあってもスロットを解放してしまうという課題もある。また、更に、ARQ等の再送制御が用いられている場合には、基地局における受信データに誤りがあれば必ず再送が起こり送信バッファのキュー長が伸びる。しかし、実際の割り当てスロットの増加要求までにはタイムラグがあるため、伝送遅延が発生するという課題もあった。

【0009】本発明は、上記の課題を解消するためになされたもので、移動機からの変動トラフィックに対応し、かつ遅延が少なく対応が速く、回線利用効率がよく、制御チャネルのトラフィックを抑えた可変スロット割当方法を得ることを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】この発明に係るTDMA可変スロット割当方法は、基地局と複数の移動機間で時分割TDMAチャネルによりデータ伝送するシステムにおいて、移動機は、基地局へデータ伝送の速度と品質を表す品質情報を付加して発呼要求を行う発呼送信手段を備え、基地局は、1フレーム中に所定の固定割当スロットと可変割当スロットとを確保する固定・可変スロット確保手段を備え、移動機からの発呼要求中の品質情報から最低伝送速度を満足させる第1のスロット数を算出する固定スロット数算出ステップと、移動機からの品質情報を満足する割当可能な第2のスロット数を算出する可変スロット数算出ステップと、固定スロット数算出ステップで算出したスロット数を先ず固定割当スロットに確保する固定スロット確保ステップと、可変スロットに空きスロットがあれば可変スロット数算出ステップで算出したスロット数に対応する可変スロットを確保する可変スロット確保ステップとを備え、移動機に確保結果を通知し、対応する移動機からの上記固定・可変の両スロットのデータを処理するようにした。

【0011】また更に、基地局は、移動機からの切断要求があると、対応する固定割当スロットを解放して空きスロットにするステップと、残存移動機の品質情報で要求される可変スロット数の和が現用の可変スロット数より多い場合は、切断要求があった移動機の可変スロットを再割当するステップとを付加した。

【0012】また更に、基地局は、発呼要求があった移動機に必要な品質情報と対応して記憶する割当リストを備えて、フレームの可変スロットを確保する可変スロット確保ステップにおいて割当リストを参照して対応する移動機の可変スロットを決めるようにした。

【0013】また更に、基地局は、可変スロット数算出ステップに代えて、最低伝送速度を満足させる第1のスロット数と品質情報を満足する第2のスロット数との中

間品質対応の第3のスロット数を算出する中間可変スロット数算出ステップを備え、可変スロット確保ステップは、可変スロットに空きスロットがあれば中間可変スロット数算出ステップで算出した第3のスロット数に対応する可変スロットを確保するようにした。

【0014】また更に、移動機は、自身の送信データ量が所定の値を超えると基地局に対してスロット追加要求を送信するようにし、基地局は、移動機からのスロット追加要求を受信すると、その情報を基に可変スロット数算出ステップで再計算して可変スロットを確保し直すようにした。

【0015】また更に、移動機は、スロット追加要求に際して現使用可変スロット数の情報を送信し、基地局は、対応する移動機からの上記現使用可変スロット数情報を基に可変スロット数算出ステップで再計算して可変スロットを確保し直すようにした。

【0016】また更に、移動機は、現在の必要送信データ量を送信する手段を備え、基地局は、各移動機からの現在の必要送信データ量を監視して第1の閾値を超えると、可変スロット数確保ステップでは閾値を超えた移動機に対する可変スロット数を増加させ、第2の閾値を下回ると、移動機に対する可変スロット数を減少させるようにした。

【0017】また更に、基地局は、移動機に対する可変スロット数を減少させる場合は、移動機からの解放確認信号を受信するまでは可変スロット数を確保しておくようにした。

【0018】また更に、移動機は、送信データがない場合は可変スロットでの送信を停止するようにし、基地局は、移動機からの送信データが送信されるスロットの同期を検出する手段を備え、この同期が所定の連続回数以上外れることを検出するステップを備えて、連続同期外れを検出すると対応する移動機に対する可変スロットを解放するようにした。

【0019】また更に、基地局は、所定の時間内における特定移動機に対する可変スロット数割当の増加と減少指示回数を計測するステップを設けて、増加と減少指示回数が設定値以上になると、移動機の必要送信データ量を監視する第1と第2の閾値を変更するようにした。

【0020】また更に、基地局は、移動機からの送信データを受信してスロット対応に誤りを検出する手段を備え、所定の数以上のこれら誤りを検出すると、可変スロット確保ステップで対応移動機に確保する可変スロット数を増加するようにした。

【0021】

【発明の実施の形態】

実施の形態1. 本発明では、移動機からの伝送要求を分析して、伝送のための最低品質を伝送するための固定スロットと、望ましい伝送品質を伝送するために加算される可変スロットに分け、固定スロットはいかなる状況で

も伝送中は削減せず、可変スロットは各移動機からの要求の数、品質情報などに応じて増減配分をする。図1は本発明におけるTDMAフレーム構成の例を示す図であり、図2は基地局における移動機から発呼時の当該移動機に対するスロット割当の処理フローを示す図であり、図3は基地局における各フレーム毎のスロット割当変更に関する処理フローを示す図であり、図4は基地局における移動機からの切断要求受信時のスロット割当変更の処理フローを示す図であり、図5は各フレームにおけるスロット割当状況の例を示す図である。以下、図1～図5を用いて本発明の基地局におけるスロット割当方法の例を説明する。図1に示す通り、TDMAフレームは上下制御チャネル用スロットならびにユーザデータ用スロットから構成される。なお、ユーザデータスロットは、上り／下りの区分はなく、基地局において上り／下りに動的に割当てられる。また、固定スロットについては割当後の変更を呼が終了するまで実施しないことは、以後の各実施の形態について共通である。

【0022】次に、図2を用いて基地局における移動機からの発呼時のスロット割当方法について説明する。移動機は上り制御チャネルを用いて、基地局に対して発呼要求を行なう。その際に移動機は発呼要求メッセージに移動機が要求する品質情報を付加して送信する。品質情報とは、最低必要な伝送速度、平均伝送速度、最大伝送速度、許容遅延時間、廃棄率などを示す情報である。基地局は移動機からの発呼要求を受信すると（ステップS0101、以後ステップの呼称を省略する）その発呼メッセージ内の品質情報をみて（S0102）、ただちに移動機が通信に最低必要なスロット数（S0103）と1フレーム内で最大必要なスロット数を算出する（S0104）。

【0023】算出した最低必要なスロット数（ N_s ）を1フレーム内の空き分から割当可能か判断し（S0106）、割当可能な場合には固定割当スロットとして当該移動機に割当てる（S0108）。割当が不可能な場合には、その移動機からの発呼は呼損となる（S0107）。また、当該発呼メッセージ内の品質情報の最大伝送速度から、移動機が1フレームで使用する最大スロット数（ N_r ）を算出する（S0104）。その最大スロット数が可変スロットの空きスロットによって割当可能な場合には（S0109）、その移動機に対して割当変更可能スロットとして $N_r - N_s$ 個のスロットを割当てる。また、可変スロットの空きでは（ $N_r - N_s$ ）個のスロットが割当られない場合には（S0109：No）、空いている可変スロットすべてがその移動機の割当変更可能スロットとして割当られる（S0110）。以上のように算出されたスロット数に対応したスロット番号が設定され下り制御チャネルを用いて発呼要求を出した移動機に対して固定割当スロットならびに割当変更可能スロットのスロット番号が通知される（S011

5）。なお、各移動機に対しては固定割当スロットのスロット番号のみを通知し、以下に述べる方法で割当変更可能スロットを各フレームで各移動機で順次使用することも可能である。

【0024】図3を用いて各フレームにおいて基地局が発呼要求のあった移動機に対して、要求品質と最低品質の差をまかなう可変割当スロットの利用許可を行なう方法を説明する。基地局は各フレームにおいて割当変更可能スロットの合計（ ΣN_t ）を算出する（S0202）。次にあらかじめ各移動機からの発呼メッセージの品質情報に基づき作成されたタイミングテーブルから選んで、あるフレームにおいて最大速度でのデータ伝送を行わなくてはならない移動機をまず選択する（S0203）。そして選択された移動機の最大伝送速度に匹敵するスロット数（ N_r ）を算出する（S0204）。この N_r と最低伝送速度に匹敵するスロット N_s との差が通信中の全移動機の割当変更可能スロット数の合計 N_x よりも小さければ、その移動機に N_r 個分のスロットを割当て（S0206）、割当リストの次の移動機に対しても同様の処理を行う（S0208）。一方、 N_r が N_x よりも大きければ、 N_x を当該移動機に割当変更可能スロットとして割り当てる（S0209）。ここで、割当リストは呼受け付け時に作成され、品質情報に従って、各移動機に対する割当変更可能スロットを割り当てる周期毎に各移動機が登録されている。このため、図5に示したように移動機は通常、固定割当スロットのみで送信し、割当リストに登録されたフレームにおいて割当変更可能スロットの利用が可能となる。つまり移動機毎に割当てられた可変スロットの数のみがフレームが移ると変動することがある。また、効率は悪くなるが、割当リストを持たないで、可変スロットの割当に先立って各移動機の要求品質を調べるようにしてもよい。

【0025】次に、図4を用いて基地局における移動機からの呼切断時のスロット解放方法について説明する。基地局は上り制御チャネルでの移動機からの切断要求を受信した場合には（S0301）、その移動機を含め通信中の移動機の要求品質（最大伝送速度に相当する）スロット数の合計 $N_y (= \Sigma N_r(i))$ を算出する（S0302）。切断要求を送出した移動機に対して固定割当スロットとして割り当てたスロット N_s を解放したのち（S0303）、割当変更可能スロット数の合計 $N_x (= \Sigma N_t)$ と要求品質スロット数の合計 N_y （ともにその移動機のスロット数も含む）が一致した場合には（S0304：Yes）、その移動機を含めすべての移動機には要求品質通りのスロットが割当てられているとみなし、当該移動機の割当変更可能スロットの全てを解放する（S0305）。一方、 N_y と N_x が一致しない場合には（S0304：No）、つまり要求品質からのスロット数と実際に許可している可変スロットの数とが一致していないので、どれかの移動機には要求品質通り

のロットが割当てられていない。従って、当該移動機以外の移動機に対して要求品質を満たすロット数、要求品質を満たすロット数が確保できない。そこで、要求品質を満たすロット数を空きロットから確保できる場合には（S0307:Yes）、要求品質に匹敵するロットを割当変更可能ロットとし（S0309）、空きロットが要求品質に匹敵するロット数に足りない場合でも（S0307:No）、可変の空きロットのすべてを割当変更可能ロットとする（S0308）。この場合には、当該移動機に割り当てられていたロットの全てもしくは一部は解放されない。当該移動機に対して割当られたロットに対する処理が終了した段階で、当該移動機を割当リストから削除し（S0310）、次フレームの下り制御チャネルにより、当該移動機に対して切断受け付けを送信する（S0311）。

【0026】ここで、移動機が正常に下り制御チャネルを受信できず、送信許可の確認ができない場合には、固定割当ロットのみを用いてデータ伝送を行なうこととなる。また、本実施の形態の図1または図5において、固定割当ロット及び割当変更可能ロットの割当ロット内の相対位置についてはいかなるパターンでもよい。また、固定割当ロット数は最低品質を保証するロット数であるが、ARQなどの再送制御を実施する場合や、無線回線品質が劣悪であって、制御チャネルの伝送品質が悪い場合には最低品質を保証するロット数以上のロットを固定割当としてもよい。上述した実施の形態1の方法によれば、各移動機に対して各フレームで送信許可のみを与えるだけで割当て変更ができるうえ、トラフィックに応じて送出許可回数を変化させることでトラフィック変動に柔軟に対応でき、伝送遅延を軽減できる。

【0027】実施の形態2. 実施の形態1では、可変ロットの割当を割当リストに記載の移動機を順に選んで先頭から割り当てる方法であった。ここでは要求のあった移動機になるべく公平に可変ロットを割り当てる方法を説明する。図6は本発明の可変ロット割当方法の実施の形態2における処理フロー図であり、基地局における移動機から発呼時の移動機に対するロット割当の処理を示している。図7は、基地局における各フレーム毎のロット割当変更に関する処理フロー図を、図8は、あるフレームにおけるロット割当状況の例を示す図である。以下、図1、及び図5～図8を用いて本実施の形態における基地局によるロット割当方法を説明する。

【0028】まず、基地局における発呼時の移動機に対するロット割当処理は、以下の図6に示す通りとなる。基地局は上り制御チャネルにより、移動機からの発呼受け付けを受信した場合には（S0101）、実施の形態1で示した処理により発呼メッセージ内の要求品質の分析（S0102）から最低品質を満足するロット

数 N_s ならびに最大伝送速度に相当するロット数 N_r を算出し（S0103、S0104）、 N_r と N_s の差分 N_t を計算する（S0105）。 N_s が空きロットから割当て不可能な場合には呼損となる（S0107）。次に、割当変更可能ロット数は、当該移動機の最大伝送速度に相当するロット数 N_r と固定割当ロット数 N_s との差分 N_t と、当該移動機の品質情報から得られる平均伝送速度に相当するロット数と固定割当ロット数 N_s との差分 N_v 、ならびに通信中のその他の移動機の N_t と N_v の差分の合計 S （ $=\sum N_t - N_v$ ）を計算し（S0402）、この S と、空きロット N_o との関係により設定する。他の移動機の N_t と N_v の差分の合計 S よりも当該移動機の N_t と N_v の差分が小さい場合は（S0403:Yes）、当該移動機の割当変更可能ロット数は平均伝送速度に相当するロット数 N_v （但し、 $N_s + N_v$ で平均伝送速度に相当する）を割り当てる（S0404）。逆に、 S よりも $N_t - N_v$ の差分が大きい場合には（S0403:No）、当該移動機に $N_t - S$ 個のロットを割当変更可能ロットとして割り当てる（S0410）。但し、上記の双方の割当数が空きロット N_o よりも大きい場合には $N_o + S$ が N_v もしくは N_t よりも大きければ N_o （ N_v の場合）（S0408）、もしくは $N_o + S$ （ $N_t - S$ の場合）を割り当てるが（S0413）、 N_v が $S + N_o$ よりも大きい場合は呼損となる（S0107）。以上により、移動機毎の割当ロット数が設定される。ここで、固定割当ロットは変更されないで、各フレームでのロット位置を指定する（S0416）。割当変更可能ロットについては、ロット番号を指定し、移動機毎に割当変更可能ロット間で同一フレームにて同一ロットを使用しないように割当リストを作成することも可能であり、図6の方法でロット数のみを設定し、以下の方法で各フレーム毎に送出ロット番号を決定することも可能である。

【0029】次に、図7を用いて各フレームにおける移動機に対する可変ロット割当方法について説明する。基地局はフレームが変わる毎に割当変更可能ロット数の合計 N_x （ $=\sum N_t$ ）を算出し（S0202）、当該フレームで送信予定の移動機を割当リストから選択する（S0501）。複数の移動機が選択されている場合は選択された移動機の要求品質 N_r （最大伝送速度に相当するロット数）の合計（複数の移動機が選択されている場合） $\sum N_r$ を算出する（S0502）。この要求品質 N_r と N_s との差 N_t の合計が N_x よりも大きい場合には（S0503:No）、割当リストから1つの移動機を選択し、全体の要求品質の合計 $\sum N_r$ に対する当該移動機の要求品質の割合に匹敵するロット数（ $N_x \times (N_r / \sum N_r)$ ）を割当変更可能ロットとして当該移動機に割当て（S0505）、下り制御チャネルで $N_x \times (N_r / \sum N_r)$ 個分のロット番号を通知する

(S0211)。順次、割りリストから移動機を選択し(S0501)、同様の計算により、割当変更可能スロットを設定する。一方、 N_x が ΣN_t よりも大きい場合には(S0503:Yes)、当該フレームで割りリスト内のすべての移動機に対して要求品質に相当するスロットを割り当て(S0206)、下り制御チャネルでスロット番号を報知する(S0211)。図8に示すように実施の形態1で示した方法を用いれば、割りリストの先頭に近い移動機には要求品質に近いスロットが割当られるが、本実施の形態では割りリストで同一フレームで送信するように設定されている移動機に対しては、要求品質の比に応じてスロットが割当られる。また、本実施の形態では通信中の移動機のすべての要求品質の和に対する比で設定したが、割りリストで同一フレームで送信する移動機の要求品質の和に対する各移動機の要求品質で割当変更可能スロット数を設定してもよい。また、別の N_r と N_s の中間値 N_z を設定して $N_t = N_z - N_s$ としてもよい。

【0030】基地局からのスロット割当に従い移動機は各TDMAフレームの指定されたスロットにおいてデータ送信を行う。図5において、特定の移動機の各フレームにおけるスロット割当状況が示されている。図5に示す通り本実施の形態ではスーパーフレーム構成を取らず、各TDMAフレームの下り制御チャネルにおいて、基地局は移動機に対して使用スロット番号を通知する。上述の方法で基地局は各TDMAフレームにおいて割当変更可能スロットの割当を決定し、移動局は下り制御チャネルで指定されたスロットでデータ伝送を行う。このため、タイミングテーブル順序に従い各TDMAフレームにおいて各移動機に対してスロットを融通し合うことになる。また、そのスロットの融通は各移動機からのトラフィックパターン、すなわち要求品質、最低品質もしくは平均伝送速度、ならびに許容伝送遅延などに基づき、割当スロット数や割当TDMAフレーム周期が各移動機毎に自由に設定することができ、従来例のようにスーパーフレーム単位に固定とはならない。すなわち、スーパーフレーム周期に依存した割当間隔とはならない。図5では移動機Aは割当変更可能スロットがほぼ3TDMAフレーム間隔で現れるのに対して、移動機Bは5TDMAフレーム単位に割当変更可能スロットの割当が出現している。また、他の移動機とのスロットの融通も動的にできる。ここで、基地局は共用しているスロットにおいて同一フレームで複数の移動機が送信することがないように、送信許可を与えるタイミングテーブル(送信許可テーブル)を生成する必要があるが、同一スロットを割り当てられていない移動機をグループ化し、移動機からの送信バッファキュー長を元に一番長いキューを持つ移動機が含まれるグループを当該フレームでの送信許可移動機群として指定していく方法を用いることもできる。この方法によれば、同一スロットを複数の移動機で

共用できるので回線利用効率の向上を図ることができる。

【0031】実施の形態3. 基地局が移動機からの当初の発呼要求に基いて可変スロットを割当てても、移動機からの実伝送データの量や、フレームを共有する移動機数によって時間が経過すると移動機によっては滞留データ量が多くなることがある。この是正方法の1つを説明する。図9は本発明の実施の形態3における基地局による各フレーム毎の可変スロット割当方法の例を示す処理フロー図である。図10はスロット再割当のシーケンスを示す移動機-基地局間のシーケンス図である。以下、図1、及び図9～図10を用いて本発明の実施の形態3におけるスロット割当方法を説明する。

【0032】各移動局は、割当変更可能スロットが少なくして送信出来ないデータが滞留した場合には、図10のように上り制御チャネルを用いて新規割当要求を送信する。基地局は、受信した新規割当要求に基づき、呼設定時や呼切断時と同一の処理により、要求を受けた移動機に対する割当変更スロット数の再算出を行う。例えば、その移動機が呼設定要求を送出した段階では、基地局に送信される上りトラフィックが多くて、その移動機に最低品質のみ、または平均伝送速度に相当するスロット数のみが割り当てられていれば、当該移動機は新規の割当要求により要求品質に近いスロットの再割当を要求することができる。

【0033】図9により基地局におけるスロット再割当処理を説明する。まず、移動機は基地局に対して、スロット変更要求を送信する。このメッセージには品質情報と新たに現在割り当てられているスロット数ないしこれまでに送信許可された最大スロット数を付加する。この情報があれば基地局は直ちに以前の値を知ることができ、改善の際の目安にできる。基地局は発呼時と同様に品質情報から要求品質(最大伝送速度に相当するスロット数)を算出し、現在の割当スロット数との差分 N_z を計算する。この N_z を元に実施の形態2記載と同様の処理(S0404～S0416)にてスロット数の変更を実施する。

【0034】本実施の形態においても、下り制御データが正常に受信できない場合には移動機は割当スロットの変更はできず、基地局においても該当移動機からの確認信号を受信するまでは割当スロットの変更を実施しない。

【0035】この方法によれば、発呼時に設定されたスロット数を移動機からの要求に基づいて変更できると共に、送出許可によるトラフィック変動に対する追随性も向上でき、伝送遅延の軽減、回線利用効率の向上を図ることができる。

【0036】実施の形態4. 本実施の形態では先の実施の形態1ないし3と異なり、各移動機から単位時間当りのトラフィック変動に相当の情報を送り、基地局ではこ

これらの情報を基に可変スロットを割当する方法を説明する。図11は本発明の実施の形態4における可変スロット割当方法を示す処理フロー図である。図12はスロット再割当を行う際の移動機-基地局間のシーケンス図である。以下、図1、及び図11～図12を用いて本実施の形態におけるスロット割当方法を説明する。

【0037】各移動機は送信バッファのキュー長をフレーム単位、もしくは規定フレーム数単位に計測する。図11に示す通り、上り制御信号送信直後の送信キュー長(x)に、このフレームの間に入力したトラフィック量を加算し、当該移動機に割当てられたスロット数に匹敵するトラフィックを減算した送信キュー長(x)を次のフレームの上り制御チャネルで基地局に報告する。基地局では、各移動機からの送信キュー長報告に基づき、送信キュー長が閾値(X_i)を超過している移動機を選択し、その移動機の割当変更可能スロット数を増大させる。次に、キュー長が閾値(X_d)を下回っている移動機を選択し、その移動機の解放予定スロットを選択する。当該フレーム(もしくはもう1フレーム後のフレーム)の下り制御チャネルを用いて、スロットの解放、割当を行なう。すべての移動機からの確認信号を受信した時点で割当変更は終了する。なお、移動機からのACK/NAK信号はユーザデータスロットに多重化しても構わない。また、スロットの解放を行う場合には、解放確認信号が移動機から受信されるまでは、当該スロットを解放状態とはしない。即ち、解放状態前に当該スロットを他の移動機に割当てることはしない。これはスロット数にて管理する場合にも同様の扱いである。

【0038】次に、図11を用いて基地局における割当スロット数の増減処理について説明する。基地局は上り制御チャネルを用いて各移動機からの送信キュー長の報告を受信する(S0701)。各移動機の送信キュー長が閾値(X_i)を超えている場合には、送信キュー長の増分($x - X_i$)に対応するスロット数 N_{zp} を算出し(S0703)、その移動機の割当変更可能スロット数に加算する(S0704)。以降は実施の形態2で示した各フレームにおける移動機に対する送信スロット通知と同様の処理(S0404～S0415)にてその移動機に対して割当てスロット位置を通知する(S0708)。また、送信キュー長が閾値(X_d)以下の場合には、送信キュー長さの減少分($X_d - x$)に対応するスロット数 N_{zm} を算出し(S0706)、その移動機の割当変更可能スロット数から減算する。なお、その移動機に対して、呼設定時に割当変更可能スロットとしてスロット番号が通知されている場合には、基地局は割り当てたスロットの中でスロット番号が大きい順に解放スロットを選択し(S0707)、下り制御チャネルにてその移動機に通知する(S0708)。また、各フレームにおいて移動機に対して使用するスロットを報知する方法を採用している場合には、その移動機に対する割当変

更可能スロット数を変更する。この場合には増加させる場合には呼受け付け時の処理を、減少させる場合には呼切断時の処理を用いる。

【0039】この方法によれば、移動機の送信キューに対応して割当スロット数を増減させることが可能であり、移動機からの送信キュー報告周期に依存した遅延時間で送信キューに追従して割当スロット数を変更できるので、各移動機のトラフィックに遅れなく即応したスロット割当ができる。

【0040】実施の形態5. 図13は、本発明の実施の形態5における可変スロット割当方法のスロット解放を示すシーケンス図であり、図14は可変スロット割当方法のスロット解放処理のフロー図である。以下、図1、及び図13～14を用いて本実施の形態における可変スロット割当方法を説明する。

【0041】従来例でも説明したように、基地局において受信データに対してN回連続で受信未確認(NAK)を送信すると、割当スロットを解放することができるが、移動機がN回連続送信し、基地局がN回連続で無線区間の誤り等によるデータ受信を失敗した場合にも割当スロットを解放してしまう。ここでは、図13に示したように、移動機は送信データが無い場合の割当変更可能スロットでの送信を停止する(図13では#3のみ)。こうすれば、基地局は当該スロットの同期を取ることが出来ないため同期はずれとなり、CRCでのエラーとは異なる指標を得ることができる。例えば、基地局は同期外れを連続N回観測したスロットはN回目の同期外れを起こしたフレームの次のフレームの下り制御チャネルにて当該フレームにおける割当変更可能スロットを解放する通知を当該移動機に対して送信する。この方法は、予め移動機に対して固定の送信スロットを設定する方法すべてに用いることが出来る。また、各フレームにおいて送信スロットを報知する方法の場合の通知には、送信スロット数(実施の形態1～4では割当変更可能スロット数)に対応したスロット位置(番号)の選択の際に応用することができる。

【0042】図14を用いて基地局における同期外れによるスロット解放処理について説明する。移動機からの送信キュー長報告を調べ(S0801)、送信キュー長(L_q)が閾値(X_p)よりも短い場合には(S0802:No)、以下の処理を行う。まず、基地局は同期はずれを起こしたスロット番号を記憶し(S0805)、当該スロットの前フレームでの状態を検査する。前フレームでの状態も同期外れの場合には同期はずれ回数(A_S)をカウントアップする(S0808)。なお、当該スロット以外の前フレームでの状態ならびに同期外れ回数はリセットしておく(S0806)。同期外れ回数が閾値Nよりも大きい場合には、割当変更可能スロット数を当該スロット数分減少させる(S0809)。ただし、送信キュー長 L_q が閾値 X_p よりも長く、かつ同期

はずれが頻発する場合には、無線回線品質の悪化と考えられるので、割当変更可能スロット数の変更は実施しない（S0804）。この方法によれば、移動機は送信データが無い場合には当該スロットでの送信を一切行わず（アイドル信号も送信しない）、送信パワーを落とす。こうして、基地局は当該フレームの当該スロットは同期外れとなり、その移動機からの送信がなかったことが分かる。従って、複数フレームにわたり送信データのなかったスロットを、その移動機の割当スロットから解放できる。また、制御情報が途中で誤ってしまったため割当変更可能スロットの解放が実施できない場合でも、移動機からの送信データが無ければ、基地局が自律的にスロットを解放し、回線利用効率を向上させられる。

【0043】実施の形態6．図15は本発明の実施例6における送信バッファのキュー長に基づいて補助的にスロット割当変更を行なう方法を示すシーケンス図であり、図16はそのスロット割当変更処理フロー図である。以下、図1及び図15～16を用いて本実施の形態におけるスロット割当変更方法を説明する。

【0044】基地局は、図15に示すように、移動機からの送信キュー長（ x ）を各フレームないし規定フレーム数（ n フレームに1回）毎に受信する。実施の形態4では、基地局は受信した送信キュー長に基づき、移動機に対する割当変更可能スロット数の増減方法を説明した。この実施の形態4の方法では、二つの閾値（ X_i 、 X_d ）の関係が $X_d < x < X_i$ であれば、スロット割当の変更は実行されない。しかし、移動機における送信キューに対する入力トラフィックの変動が大きい場合、すなわちピークビットレートと平均ビットレートの差が大きい場合や、バースト性が強い入力トラフィックの場合には、割当変更が頻繁に起こることになる。そうすると、送信データがない状態や、送信バッファにデータ溜まる状態が繰り返され、サービス品質が守れない場合がある。また、適切な閾値を基地局が選択できない場合にも同様の状態となる。さらに、頻繁に移動機に対する割当変更スロット数の変更を増大させると基地局の負荷ならびに、他の移動機への割当スロット数の変動が大きくなる。本実施の形態ではこれらの状況に対処するために、基地局は特定の各移動機の単位時間 T の間に発生した割当て変更回数を計測し、割当て変更回数が N 回以上となった移動機の送信キュー長用閾値（ X_i 、 X_d ）の間隔を広げて、割当変更頻度を減少させる。

【0045】図16を用いて、この割当変更頻度適切化処理を説明する。基地局は移動機から送信キュー長報告を受信した場合には、（S0901）移動機毎に持つタイマをチェックする（S0902）。タイマが稼働している場合には、送信キュー長が閾値 X_d と X_i の中（ $X_d < L_q < X_i$ ）にあるか否かを検査し（S0905）、閾値外にある場合には実施の形態4で示した方法によりその移動機に対して割当変更可能スロット数の増

加または減少を実施し、回数カウンタ値を加算する（S0906）。また、タイマが稼働していない場合にはタイマを稼働し（S0903）、カウンタ値をリセットする（S0904）。次に、タイマ稼働中にカウンタ値が N 以上になった場合は T 時間以内に N 回の割当変更があったことになるため、閾値 X_d と X_i をそれぞれ $X_d = X_d - a_m$ 、 $X_i = X_i + a_n$ に変化させ（S0908）、送信キュー長が許容される値の幅を増加させ（S0908）、受信タイマをリセットする（S0909）。結果として割当変更可能スロット数自体の変更頻度を減少させることができる。この方法によれば、割当て変更回数の頻度を低減できる為、トラフィック変動周期の激しい呼に対してもピークトラフィックに近づく傾向をとり伝送遅延なくデータ送信ができる。さらに、呼毎に割当変更用の閾値が決まるため、閾値の適正化も動的に行われることとなり、バースト性の高いトラフィックのための閾値の設定のような特例を設けることなく処理が実装できる。

【0046】実施の形態7．図17は本発明の実施の形態7におけるARQの再送要求を用いたスロット割当変更を行うシーケンス図であり、図18はそのスロット割当変更処理を示すフロー図である。以下、図17ならびに図18を用いて本実施の形態における可変スロット割当方法を説明する。

【0047】基地局と移動局との間でARQが実施されている場合の図17に示すシーケンス図は、移動機から送出されたデータ（1～6）のうち、No. 2、3、5のデータに誤りが発生した様子を示している。ARQが実施されている場合は、受信データに誤りがあれば、少なくとも当該フレームでのデータは再送のために送信側（移動機）で送信バッファに溜まっている。そこで、基地局側では、再送要求のためのデータ（シーケンス番号など）から算出される再送データ数を元に、送信側キュー長用の閾値（ X_d ）を減らすことにより、割当スロット数の増加を迅速に行うことができる。

【0048】図18を用いて、再送制御（例えばARQ）を実施している基地局での割当スロット変更処理について説明する。基地局が移動機からのスロットを受信すると（S1001）、各スロットに付されたCRC（Cyclic Redundancy Check）を計算し（S1002）、当該スロットでの誤りの有無を検査する（S1003）。但し、図18ではスロット単位にCRCが付されている条件で記載しているが、スロット内のデータユニット単位にCRCが付与されていることもある。受信スロットに誤りが検出された場合には、その誤りが検出されたスロット番号を記憶し（S1005）、誤りのあったスロット数（ m ）を算出する（S1006）。ここで、 m が閾値（ a_0 ）よりも大きい場合には、対応する移動局の割当変更可能スロットを増大させることになった X_i を a だけ減少させる（実施

の形態3、4で述べた) (S1008)。このように、 X_i を減少させると、次の移動機からの送信キュー長報告における移動機のキュー長(x)の増加に対して、割当変更可能スロット数の増加処理が速やかに進む。この方法によれば、再送のための送信バッファのキュー長が伸びるので、移動機のキュー長の増大に対して短時間で割当てスロットが増加し、再送による送信遅延を軽減できる。

【0049】

【発明の効果】 上述したようにこの発明の方法によれば、以下の効果がある。移動機からの最低伝送速度対応の固定スロットを割り当てるので、各移動機は必要な通信を確保できる効果があり、更に余裕がある場合はフレーム毎に即応して要求品質の伝送が出来て回線効率が向上する効果がある。

【0050】 また更に、切断により可変スロットに空きが出来ると再割当をするようにしたので、トラフィックの変動に即応して伝送速度を向上できる効果がある。

【0051】 また更に、割当リストを用いるので、可変スロットの割当が迅速に出来る効果がある。

【0052】 また更に、可変スロットの確保に際しては中間品質を考慮したので、伝送を行っている各移動機がその要求品質に応じて平等に可変スロットを確保できる効果がある。

【0053】 また更に、再発呼要求で可変スロットを再確保するようにしたので、状況変化に即応して伝送速度を変更できる効果がある。

【0054】 また更に、移動機から現用スロット数も報告するようにしたので、基地局での再評価時間が短縮されて即応性が向上する効果がある。

【0055】 また更に、各移動機は伝送が必要な現在送信データ量対応の情報を報告するようにしたので、きめ細かい伝送速度の設定を遅れなく行える効果がある。

【0056】 また更に、解放確認信号の受信までは可変スロットを解放しないので、不用意な回線切断を防ぐ効果がある。

【0057】 また更に、同期外れとその他の原因を区別するようにしたので、伝送データがない場合の同期外れでは可変スロットを他に渡して有効利用が出来る効果がある。

【0058】 また更に、移動機への可変スロットの増減指示回数を監視するので、対応する移動機の伝送速度を適切に抑えて制御回線のトラフィック量を削減し、かつ回線の利用効率を向上させる効果がある。

【0059】 また更に、移動機からのデータの誤り量を検出して再送が必要な移動機は可変スロットを増加させるようにしたので、誤りがあった移動機は伝送時間を短縮できる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明におけるTDMAフレーム構成の例を

示す図である。

【図2】 本発明の実施の形態1における基地局によるスロット割当の処理フロー図である。

【図3】 実施の形態1において基地局が行うフレーム毎のスロット割当変更処理フロー図である。

【図4】 実施の形態1において切断要求に基づくスロット割当変更処理フロー図である。

【図5】 本発明における各フレームでのスロット割当状況の例を示す図である。

【図6】 本発明の実施の形態2における基地局によるスロット割当の処理フロー図である。

【図7】 実施の形態2において基地局が行うフレーム毎のスロット割当変更処理フロー図である。

【図8】 実施の形態2におけるフレームでのスロット割当状況の例を示す図である。

【図9】 本発明の実施の形態3における基地局によるスロット割当の処理フロー図である。

【図10】 実施の形態3におけるスロット再割当のシーケンスの例を示す図である。

【図11】 本発明の実施の形態4における基地局によるスロット割当の処理フロー図である。

【図12】 実施の形態4におけるスロット割当のシーケンスの例を示す図である。

【図13】 本発明の実施の形態5における可変スロット割当のシーケンスの例を示す図である。

【図14】 本発明の実施の形態5における基地局によるスロット割当の処理フロー図である。

【図15】 本発明の実施の形態6における可変スロット割当のシーケンスの例を示す図である。

【図16】 本発明の実施の形態6における基地局によるスロット割当の処理フロー図である。

【図17】 本発明の実施の形態7における可変スロット割当のシーケンスの例を示す図である。

【図18】 本発明の実施の形態7における基地局によるスロット割当の処理フロー図である。

【図19】 第1の従来例におけるTDMAフレームの構成図である。

【図20】 第1の従来例における可変スロット割当の処理フロー図である。

【図21】 第2の従来例における可変スロット方式のスロット解放シーケンスの例を示す図である。

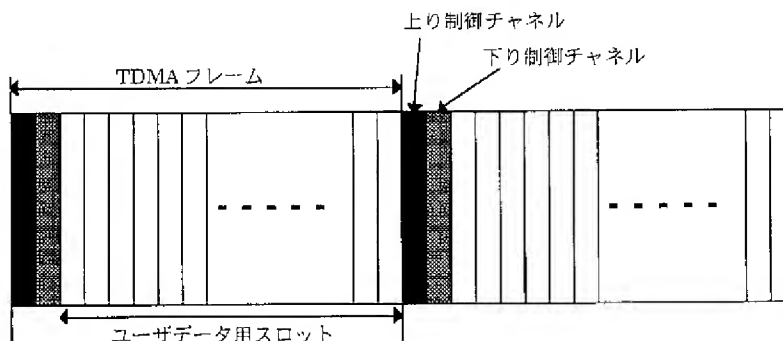
【符号の説明】

S0103 最低品質を満たすスロット数算出ステップ、S0104 要求品質を満たすスロット数算出ステップ、S0105 可変スロット数算出ステップ、S0108 固定スロット確保ステップ、S0110 可変スロット確保ステップ、S0112 可変スロット確保ステップ、S0301 切断受付ステップ、S0304 可変スロット見直し確認ステップ、S0307 可変スロット見直し確認ステップ、S0502 要求品質を

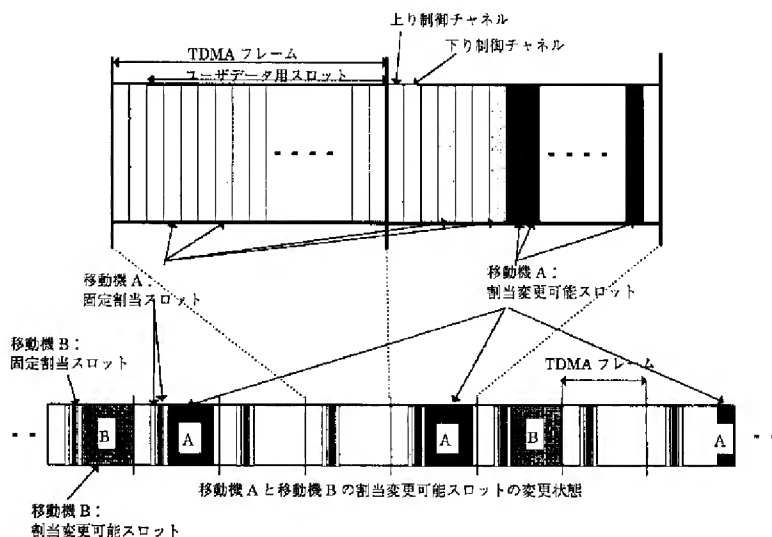
満たすスロット数算出ステップ、S0503 中間可変スロット確認ステップ、S0505 可変スロット確保ステップ、S0601 再発呼要求受付ステップ、S0

603 スロット増分数算出ステップ、S0604 可変スロット増分確保ステップ、S0808 同期外れ数検出ステップ、S1007 誤り回数検出ステップ。

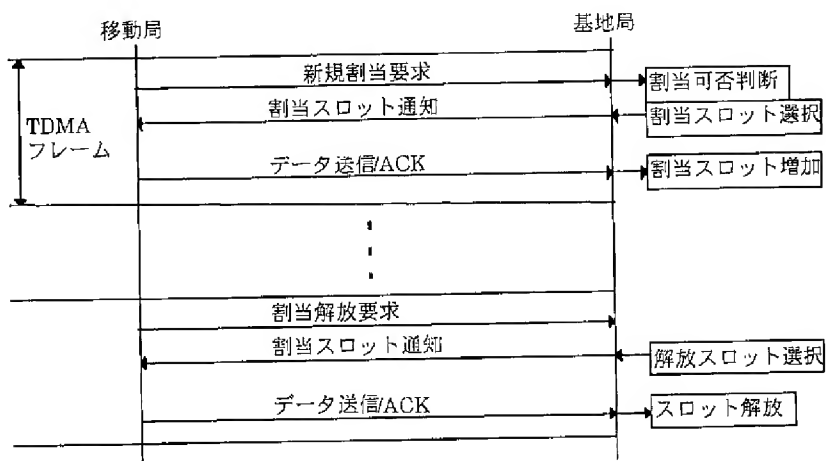
【図1】



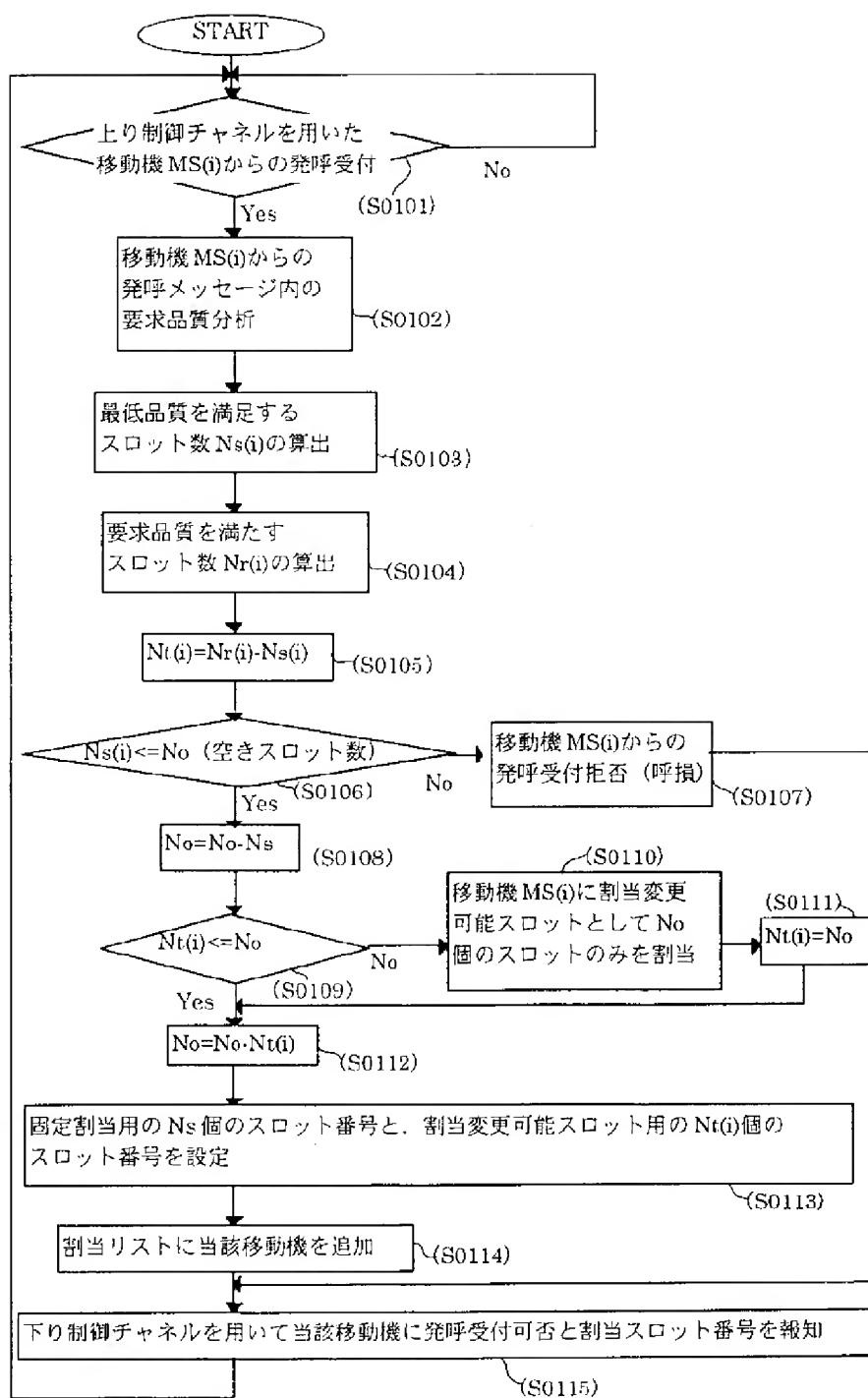
【図5】



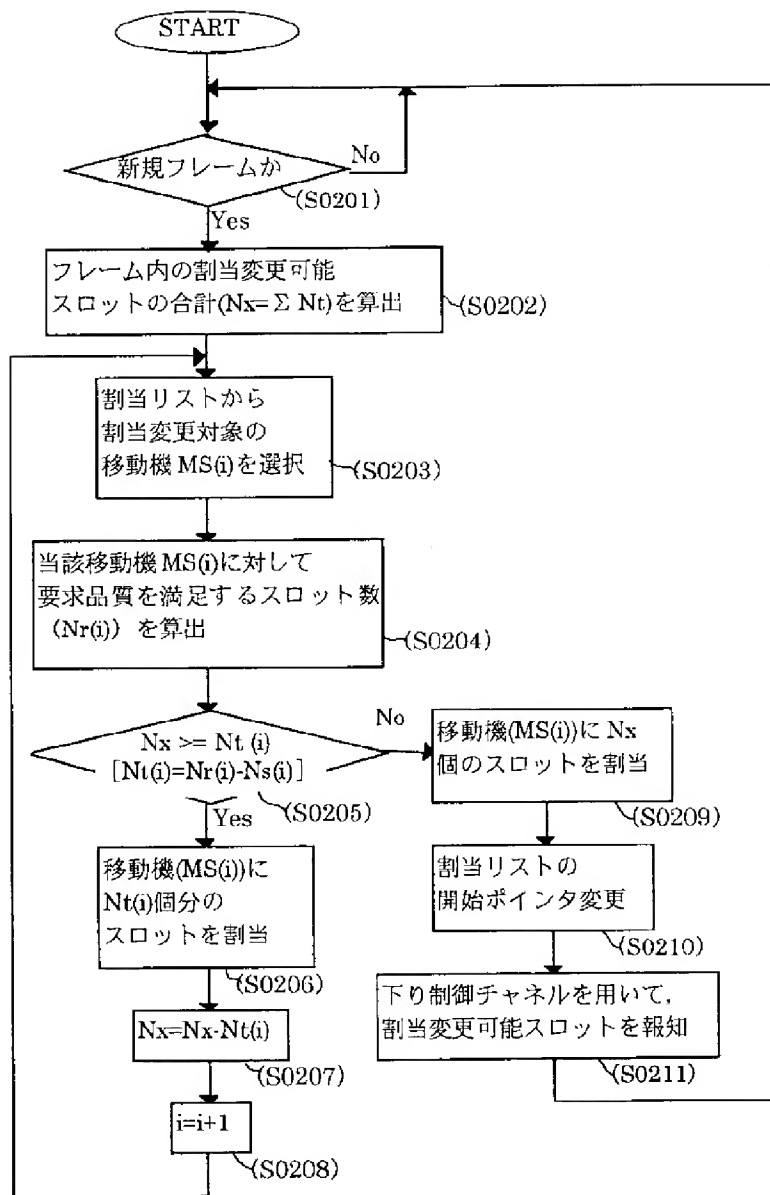
【図10】



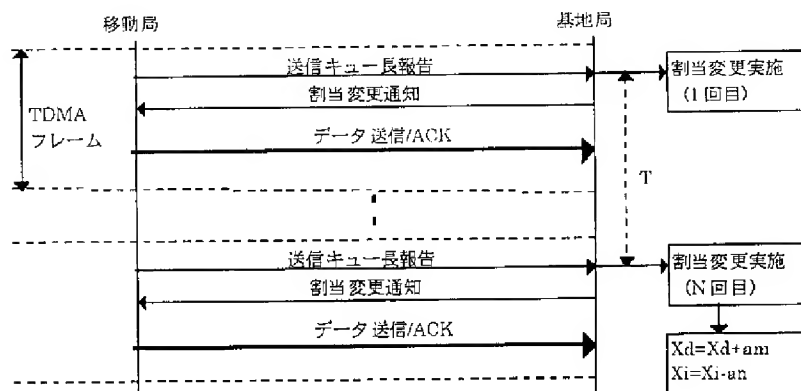
【図2】



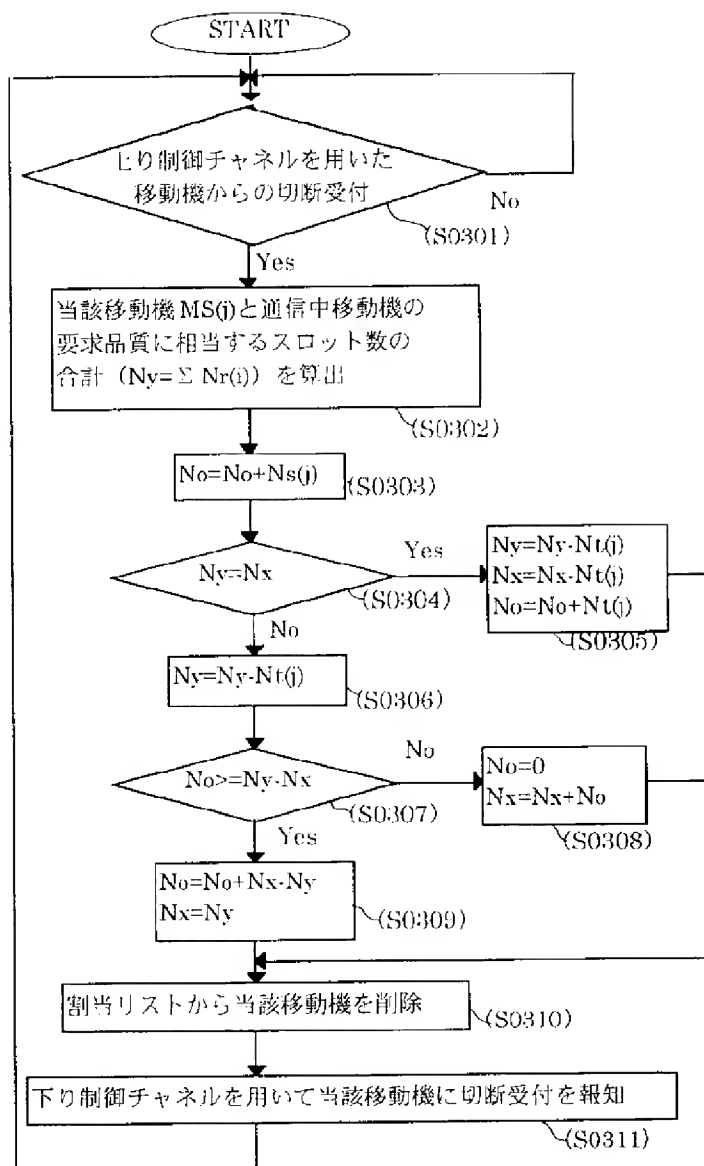
【図 3】



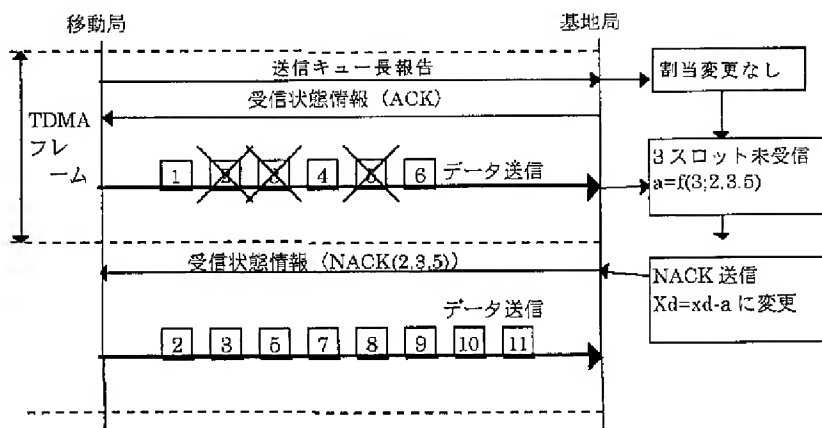
【図 15】



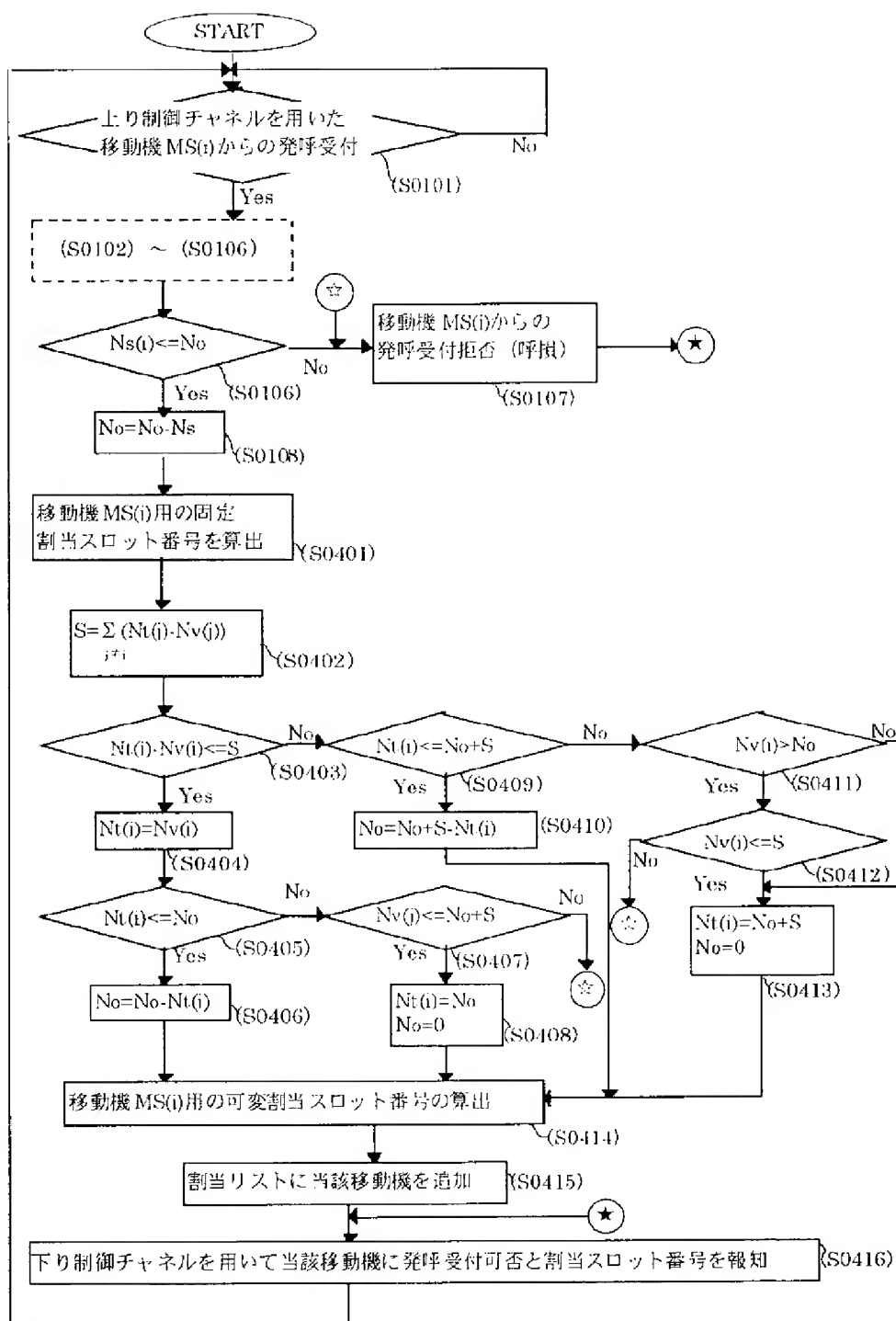
【図 4】



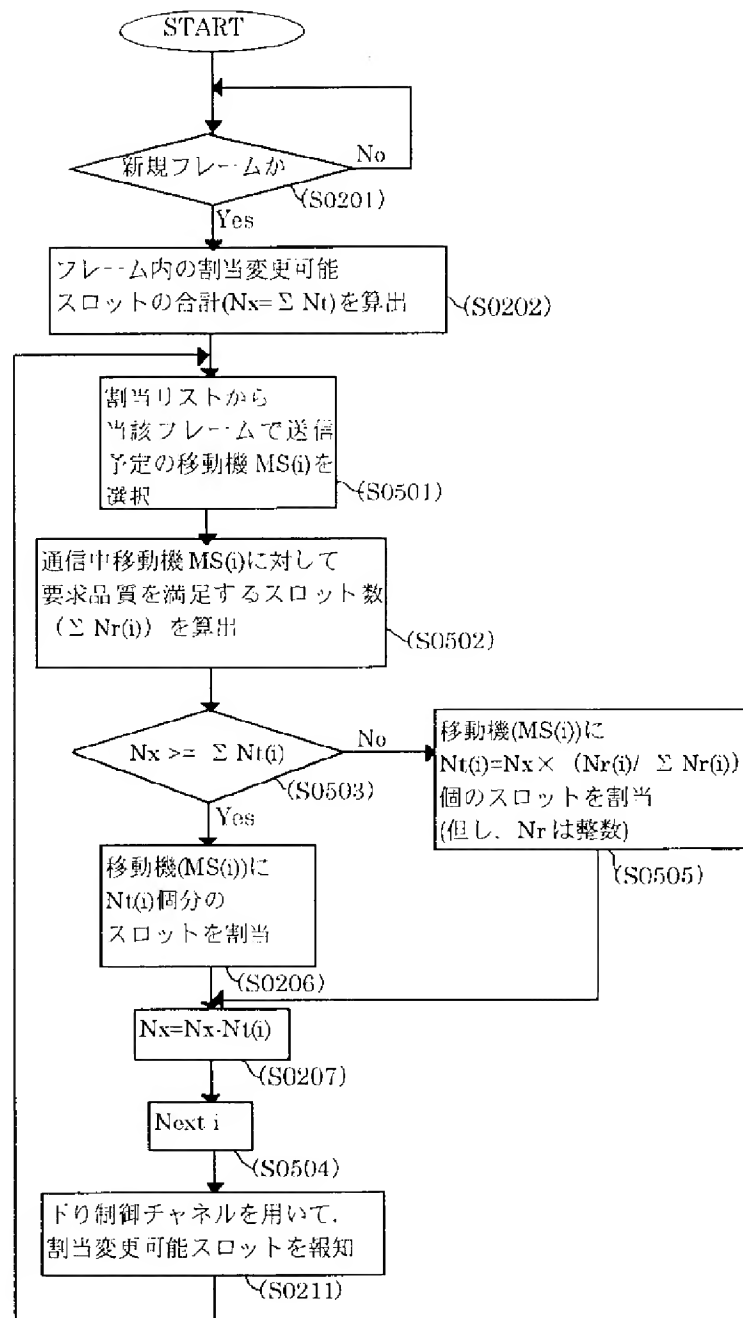
【図 17】



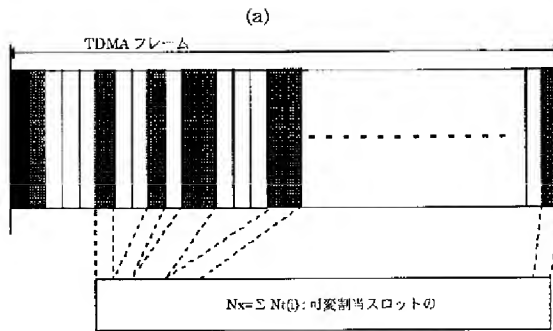
【図6】



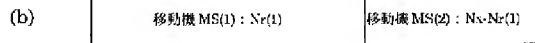
【図 7】



【図8】



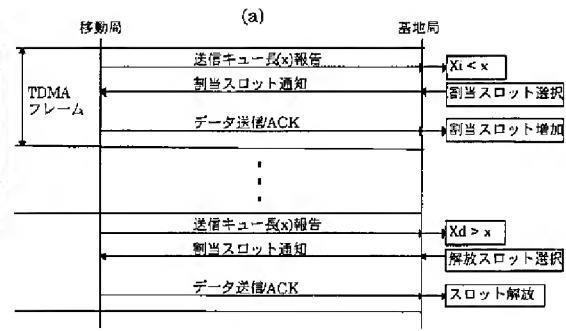
パターン1



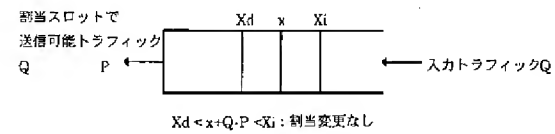
パターン2



【図12】

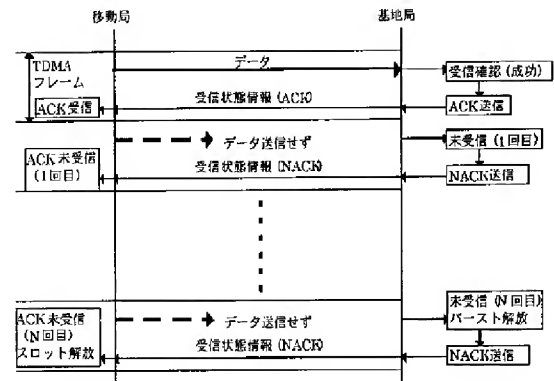
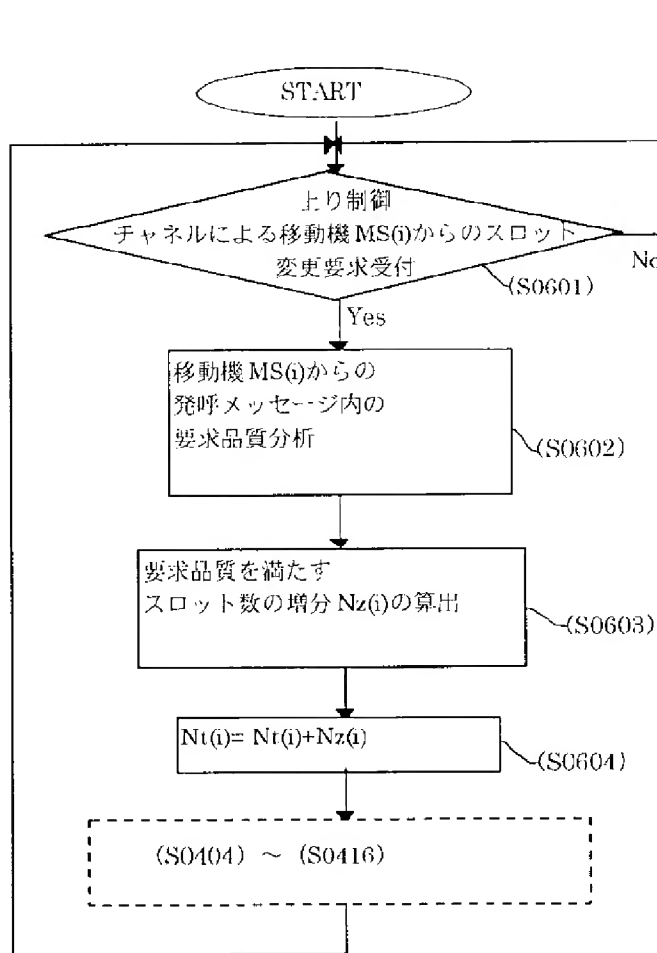


(b)

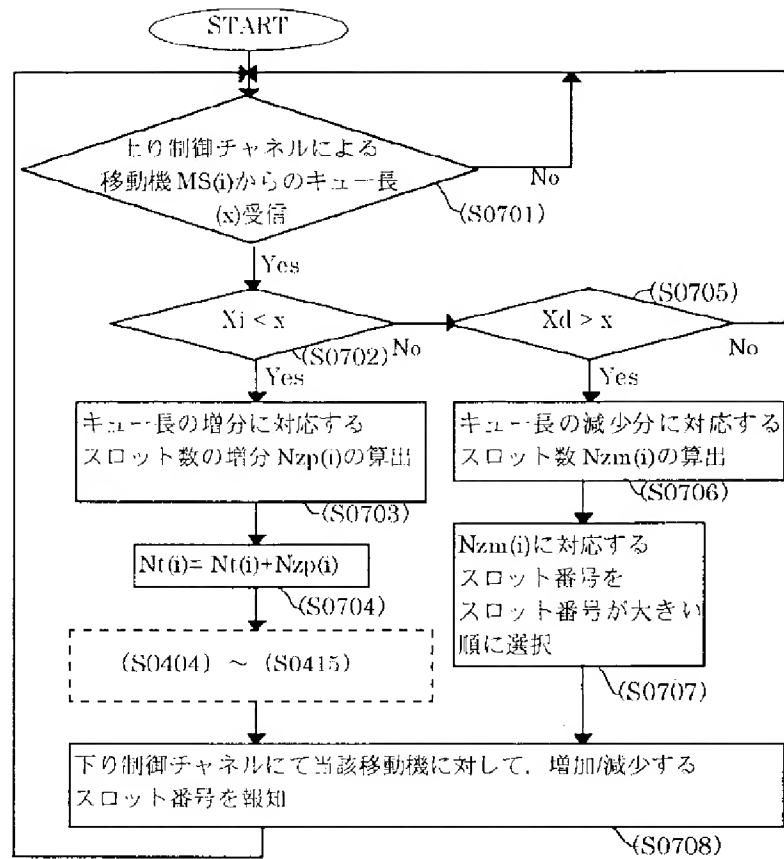


【図21】

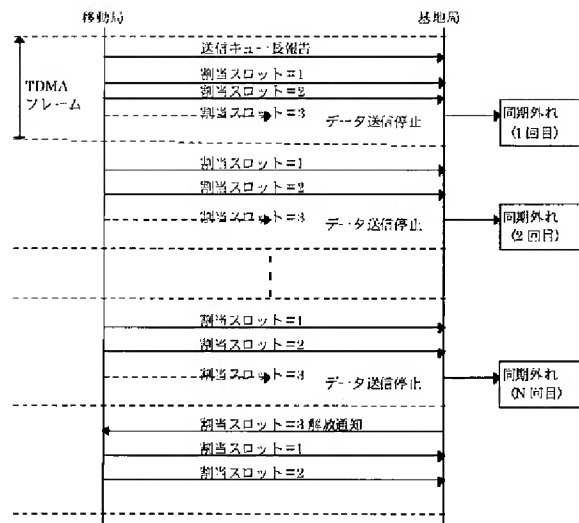
【図9】



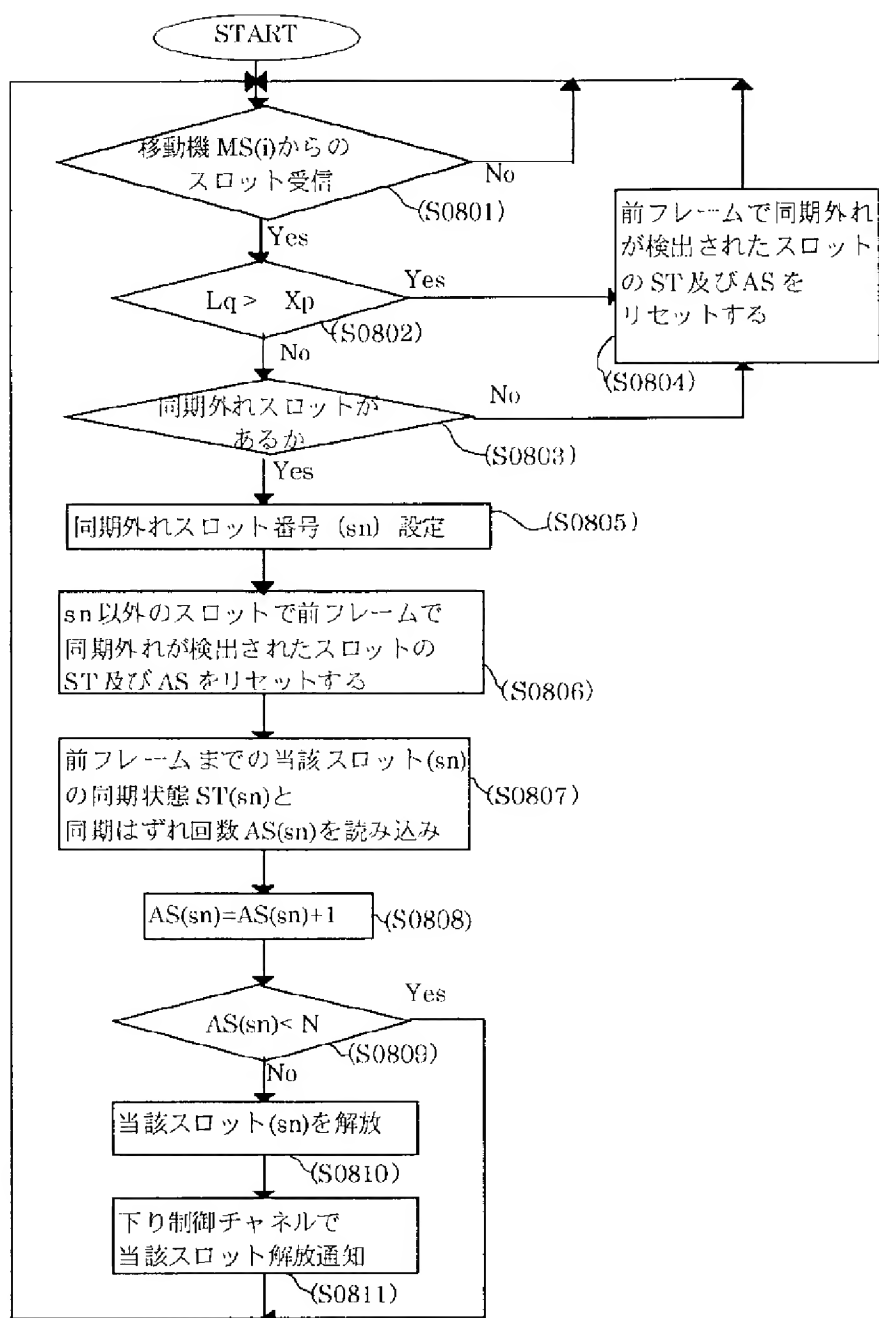
【図 11】



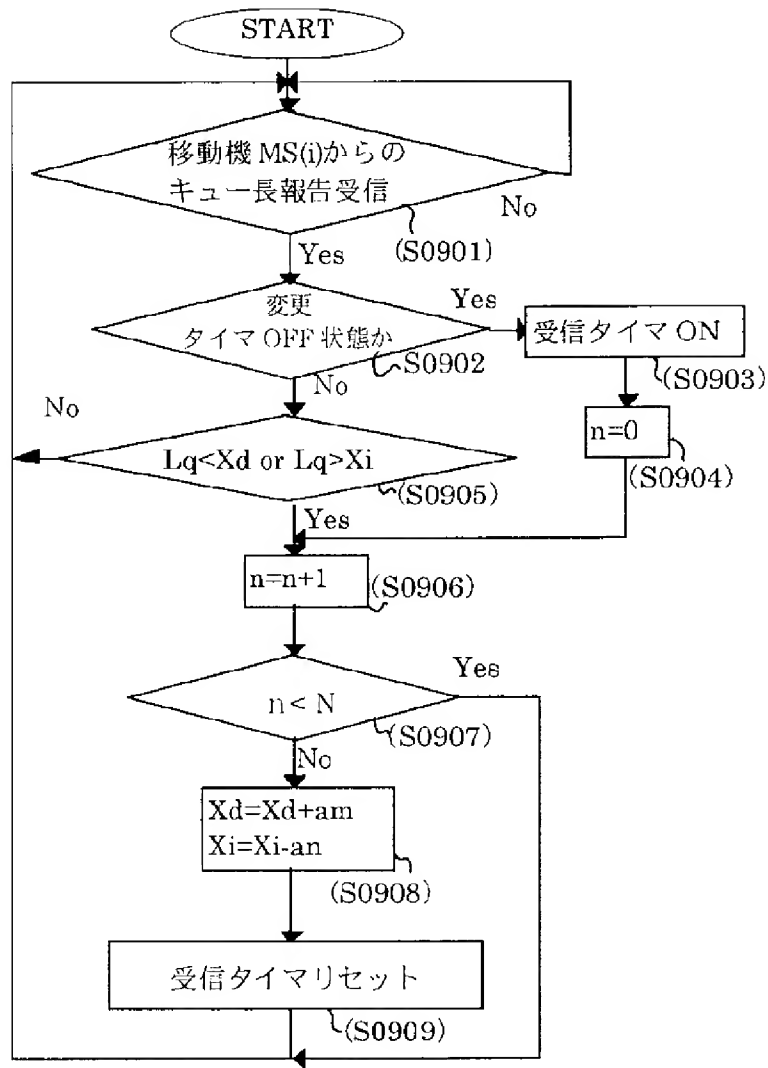
【図 13】



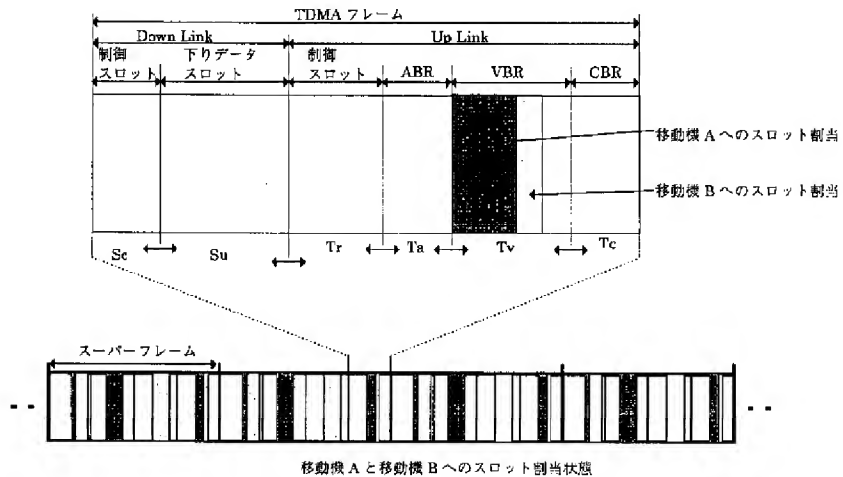
【図14】



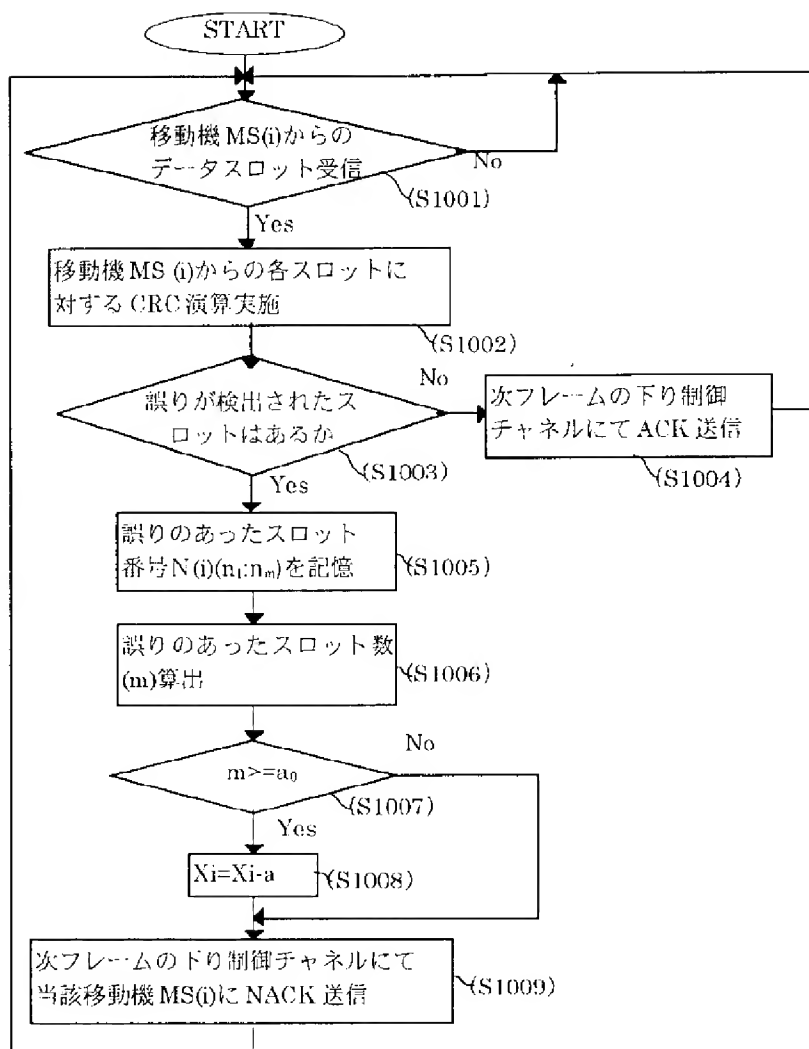
【図16】



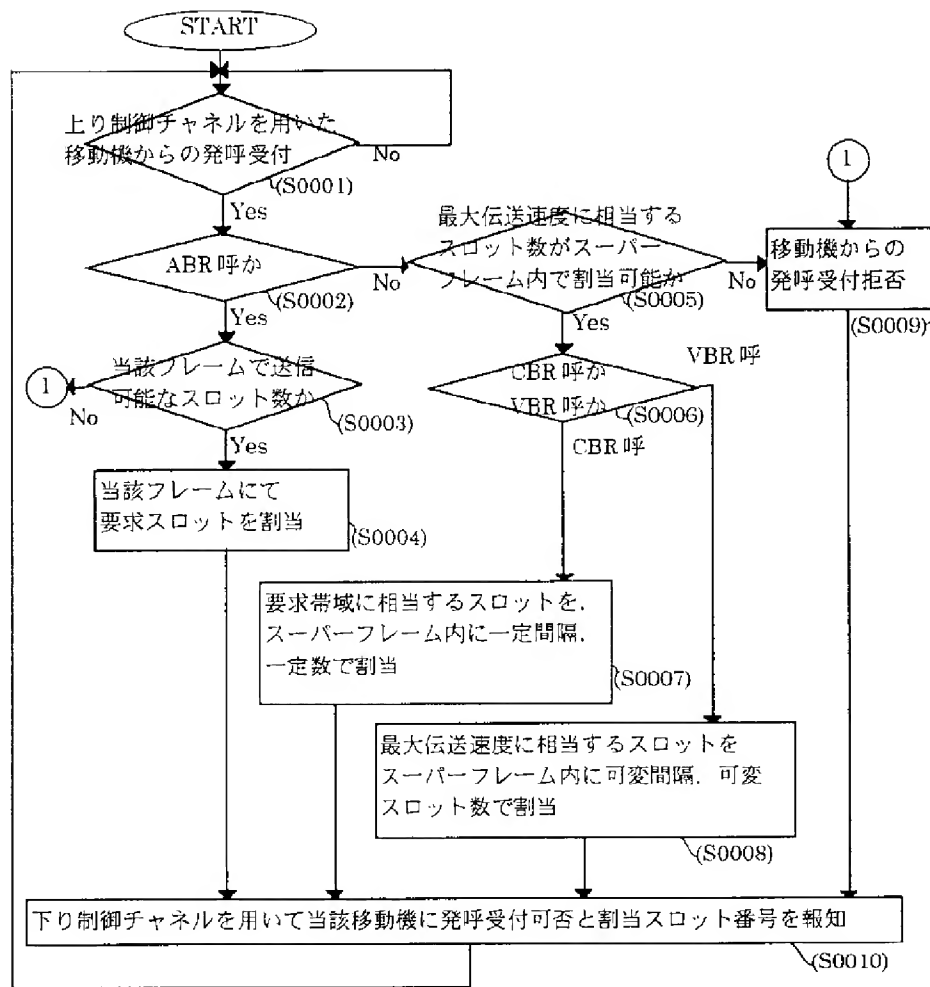
【図19】



【図18】



【図20】



フロントページの続き

(56) 参考文献 特開 平9-214459 (J P, A)
1996年電子通信情報学会通信ソサイエ
テイ大会B-311 梅内 誠他2名「ワ
イヤレスATMに適した集中制御型動的
帯域割り当て方式の検討」

(58) 調査した分野(Int. Cl.⁶, D B名)
H04B 7/24 - 7/26 102
H04Q 7/00 - 7/38

JP3104430A IN-ZONE SECTOR DISCRIMINATION SYSTEM FOR MOBILE STATION

Bibliography

DWPI Title

System for judging sector in which mobile station exists has different frequencies transmitted to sectors via directional antenna from base and received in correct zones using mobile station

Original Title

IN-ZONE SECTOR DISCRIMINATION SYSTEM FOR MOBILE STATION

Assignee/Applicant

Standardized: NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE

Original: NIPPON TELEGR & TELEPH CORP <NTT>

Inventor

YAMADA TOMOYUKI ; ONOE SEIZO ; UMEDA SEIJI ; UTANO TAKANORI

Publication Date (Kind Code)

1991-05-01 (A)

Application Number / Date

JP1989242468A / 1989-09-19

Priority Number / Date / Country

JP1989242468A / 1989-09-19 / JP

Abstract

PURPOSE: To relieve the load of a base station by assigning one control channel not to each sector but to each zone so as to attain excellent frequency utility without need of measuring a reception level of the base station.

CONSTITUTION: A base station transmission/reception means 200 includes a transmission means sending signals f_1 - f_6 of sector individual frequencies assigned respectively to each sector via antennas

A₁-A₆ with directivity, and a mobile station transmission/reception means 100 includes a reception means receiving signals of sector individual frequencies f₁-f₆, a level measurement circuit 140 as a measuring means measuring a reception level of a signal of a frequency including received each control channel and of each sector individual frequency, part of a control circuit 150 as a discrimination means discriminating its own radio zone and its own sector based on the result of measurement of the level measuring circuit 140 and a frequency storage circuit 160.

⑫ 公開特許公報(A)

平3-104430

⑤Int. Cl.⁵
H 04 B 7/26識別記号
1 0 5庁内整理番号
7608-5K

④公開 平成3年(1991)5月1日

審査請求 未請求 請求項の数 2 (全16頁)

⑥発明の名称 移動局の在圏セクタ判定方式

②特 願 平1-242468

②出 願 平1(1989)9月19日

⑦発明者 山田 知之 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日本電信電話株式会社内

⑦発明者 尾上 誠蔵 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日本電信電話株式会社内

⑦発明者 梅田 成視 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日本電信電話株式会社内

⑦発明者 歌野 孝法 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日本電信電話株式会社内

⑦出願人 日本電信電話株式会社 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号

⑦代理人 弁理士 井出 直孝

明 細 書

1. 発明の名称

移動局の在圏セクタ判定方式

2. 特許請求の範囲

1. 移動局送受信機を含む複数の移動局と、基地局送受信機を含みこの複数の移動局との間で通信を行う基地局とを備え、

複数の無線ゾーンはそれぞれセクタに分割され、

上記基地局送受信機は、上記各無線ゾーンに対しそれぞれ割当てられた制御チャネルを含む周波数の信号を指向性のあるアンテナを介して送受信する第一送受信手段を含み、

上記各移動局送受信機は、上記制御チャネルを含む周波数の信号を送受信する第二送受信手段を含む

移動局の在圏セクタ判定方式において、

上記第一送受信手段は、上記各セクタに対しそれぞれ割当てられたセクタ個別周波数の信号を指

向性のあるアンテナを介して送信する送信手段を含み、

上記各第二送受信手段は、上記各セクタ個別周波数の信号を受信する受信手段と、受信した各制御チャネルを含む周波数の信号および各セクタ個別周波数の信号の受信レベルを測定する測定手段と、この測定手段の測定結果に基づき自無線ゾーンおよび自セクタを判定する判定手段とを含む

ことを特徴とする移動局の在圏セクタ判定方式。

2. 請求項1記載の移動局の在圏セクタ判定方式において、

上記各第二送受信手段は、上記決定手段により決定された自無線ゾーンおよび自セクタに従ってこの自セクタのセクタ個別周波数の信号とこの自無線ゾーンの制御チャネルの周波数の信号との受信レベルの比と所定の閾値とを比較し、その比較結果に基づき自無線ゾーン内のセクタ間の移動を検出する検出手段を含む

ことを特徴とする移動局の在圏セクタ判定方式。

3. 発明の詳細な説明

〔産業上の利用分野〕

本発明は、無線ゾーンがセクタ化された移動通信方式の移動局の在圏セクタ判定方式に利用する。

〔従来の技術〕

従来、移動通信方式は、一つの基地局がカバーする無線ゾーンを複数のセクタに分け、指向性のある複数のアンテナでそれぞれのセクタをカバーしていた。この方式はアンテナの指向性を利用して干渉を軽減することができ、同一チャネル繰返し利用距離を短縮して周波数利用率を向上させることができる。このセクタ化された移動通信方式において、通信開始時に移動局の在圏セクタで通話チャネルを設定するために、在圏ゾーンおよびセクタを判定する必要がある。

従来のセクタ化されていない移動通信方式においても、無線ゾーン判定を行う必要があったが、ゾーンごとに異なる周波数を用いるシステムにおいては、移動局でゾーンごとに割当てられた制御チャネルをスキャンし、受信できた制御チャネル

でゾーンを検出することによって、ゾーンの判定が行われていた。この方式をセクタ化された場合にもセクタ判定に適用していた。したがって、セクタごとに異なる周波数の制御チャネルを割当て、移動局がそれらの周波数の受信レベルを測定および比較することによりセクタの判定をしていた。

〔発明が解決しようとする問題点〕

しかし、このような従来の移動局の在圏セクタ判定方式では、セクタごとに制御チャネルを割当てるために、ゾーンごとに制御チャネルを割当てる制御チャネル構成と比べて、制御チャネルを多く使用しなければならない。たとえば、ゾーンごとの制御チャネル割当てで、9ゾーン繰返し利用の場合に、必要な制御チャネルは、9周波数である。一方、セクタごとの制御チャネル割当てで、6セクタ、7ゾーン繰返し利用の場合には、必要な制御チャネルは、42 (6×7) 周波数である。この例においては、制御チャネルとして約5倍の周波数を使うことになる。

この方式は、セクタ化によって、スキャンする

制御チャネル数が多くなり、そのため移動局の電源立上げから着信可能となるまでの時間が長くなる欠点があった。

また、この方式では、セクタ間移動の際の制御チャネルのスキャン数が多いために、移動局のセクタ間移動の検出の遅れが大きくなり、制御チャネルの切り換えが遅れる。また、一つの制御チャネルがカバーするエリアが狭く、移動局のセクタ間移動の検出の遅れによって、制御信号を受信できる所要レベルを下回る程度は大きい。さらに、チャネル切り換え頻度の増加により、チャネル切り換えの遅れによる着信信号未受信の確率が高くなる。以上のような要因から、着信信号の受信信頼度が低くなる欠点があった。

さらに、制御チャネルは、一斉呼出し等セクタ間に共通の情報が多いために、セクタ別に異なる周波数を割当てるこの方式は、周波数利用率が悪い欠点があった。

上記のように、セクタごとに制御チャネルを割当てる方式は欠点が多いために、移動局の在圏セ

クタ判定方式として、ゾーンごとに制御チャネルを割当てる方法が採用されている。しかし、この場合は、制御チャネルのスキャンではセクタ判定はできない。そのために、移動局の発する上り制御チャネル信号の受信レベルを基地局が測定および比較して、基地局側でセクタ判定を行う。この方式では、移動局は、立上げ時、または、在圏ゾーンがわからないときに、各ゾーンに割当てられている制御チャネル周波数をスキャンし、レベル測定および比較することによって、移動局の在圏ゾーンを判定する。移動局に対する着呼、または移動局から発呼をするときに、移動局は上り制御チャネルを用いて基地局に信号を送出するので、基地局は、セクタ個別受信機で移動局の発する上り信号を受信する。基地局は、各セクタ個別受信機が受信したレベルを測定および比較することにより、該当する移動局の在圏セクタを判定する。この方式では、ゾーン内セクタの個別受信機がレベルを測定し、比較する必要がある、基地局の負担が大きい欠点があった。

また、上り信号を捕らえてレベル測定をするために、移動局の発する上り信号長が短いと、十分な時間の測定ができないので、フェージングによる分散によって正確なセクタ判定ができない。特に、信号伝送速度が高速なシステムでは、信号長が短く、セクタ判定精度がかなり悪くなる。セクタ判定精度が悪いということは、誤って遠くの基地局と接続してしまう確率が高く、等価的にゾーンを大きく取らなければならないことを意味する。それで、周波数繰返し距離が長くする必要があるので、周波数利用率が低くなり、加入者容量を大きくできない欠点があった。

本発明は上記の欠点を解決するもので、基地局のレベル測定および比較をすることなく、かつ、周波数利用効率、セクタ判定精度および着信信号受信信頼度の良い移動局の在圏セクタ判定方式を提供することを目的とする。

〔問題点を解決するための手段〕

本発明は、移動局送受信機を含む複数の移動局と、基地局送受信機を含むこの複数の移動局との

間で通信を行う基地局とを備え、複数の無線ゾーンはそれぞれセクタに分割され、上記基地局送受信機は、上記各無線ゾーンに対しそれぞれ割当てられた制御チャネルを含む周波数の信号を指向性のあるアンテナを介して送受信する第一送受信手段を含み、上記各移動局送受信機は、上記制御チャネルを含む周波数の信号を送受信する第二送受信手段を含む移動局の在圏セクタ判定方式において、上記各第一送受信手段は、上記各セクタに対しそれぞれ割当てられたセクタ個別周波数の信号を指向性のあるアンテナを介して送信する送信手段を含み、上記各第二送受信手段は、上記各セクタ個別周波数の信号を受信する受信手段と、受信した各制御チャネルを含む周波数の信号および各セクタ個別周波数の信号の受信レベルを測定する測定手段と、この測定手段の測定結果に基づき自無線ゾーンおよび自セクタを判定する判定手段とを含むことを特徴とする。

また、本発明は、上記各第二送受信手段は、上記決定手段により決定された自無線ゾーンおよび

自セクタに従ってこの自セクタのセクタ個別周波数の信号とこの自無線ゾーンの制御チャネルの周波数の信号との受信レベルの比と所定の閾値とを比較し、その比較結果に基づき自無線ゾーン内のセクタ間の移動を検出する検出手段を含むことができる。

〔作用〕

基地局送受信手段の送信手段は各セクタに対しそれぞれ割当てられたセクタ個別周波数の信号を指向性のあるアンテナを介して送信する。移動局送受信手段の受信手段は送信手段の出力信号を受信し、測定手段は受信した各制御チャネルを含む周波数の信号および各セクタ個別周波数の信号の受信レベルを測定する。決定手段は受信レベルの大きい制御チャネルを含む周波数およびセクタ個別周波数に基づいて自無線ゾーンおよび自セクタを判定する。以上の動作により基地局のレベル測定および比較をすることなく、かつ、周波数利用効率、セクタ判定精度および着信信号受信信頼度を良くできる。また、自セクタのセクタ個別周波

数の信号と自無線ゾーンの制御チャネルを含む周波数の信号との受信レベルの比を自無線ゾーン内のセクタ間移動検出に用いることにより、監視する周波数を減らすことができ、移動検出時間の短縮および間欠比の向上がはかれる。

〔実施例〕

本発明の実施例について図面を参照して説明する。第1図は本発明一実施例移動局の在圏セクタ判定方式の基地局送受信機のブロック構成図である。第2図は本発明一実施例移動局の在圏セクタ判定方式の移動局送受信機のブロック構成図である。第1図および第2図において、移動局送受信機を含む複数の移動局と、基地局送受信機を含むこの複数の移動局との間で通信を行う基地局とを備え、複数の無線ゾーンはそれぞれセクタに分割され、上記基地局送受信機は、上記各無線ゾーンに対しそれぞれ割当てられた制御チャネルを含む周波数 f_c の信号を指向性のあるアンテナ $A_1 \sim A_n$ を介して送受信する第一送受信手段200を含み、上記各移動局送受信機は、制御チャネルを含

む周波数 f_0 の信号を送受信する第二送受信手段 100 と、アンテナ 180 とを含み、第二送受信手段 100 は、復調回路 110 ならびに、バンドパスフィルタ 120、周波数変換回路 130、制御回路 150 およびシンセサイザ 170 の一部を含む。

ここで本発明の特徴とするところは、上記第一送受信手段 200 は、上記各セクタに対しそれぞれ割当てられたセクタ個別周波数の信号 $f_1 \sim f_n$ を指向性のあるアンテナ $A_1 \sim A_n$ を介して送信する送信手段を含み、上記第二送受信手段 100 は、上記各セクタ個別周波数 $f_1 \sim f_n$ の信号を受信する受信手段と、受信した各制御チャネルを含む周波数の信号および各セクタ個別周波数の信号の受信レベルを測定する測定手段としてレベル測定回路 140 と、レベル測定回路 140 の測定結果に基づき自無線ゾーンおよび自セクタを判定する判定手段として制御回路 150 の一部および周波数記憶回路 160 とを含むことにある。

このような構成の移動局の在圏セクタ判定方式の動作について説明する。第 3 図は本発明の移動

局の在圏セクタ判定方式の制御チャネルおよびセクタ個別周波数の構成図である。第 4 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の制御チャネルのフレームフォーマットである。第 5 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式のゾーン間の移動を示す図である。第 6 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の自ゾーン内セクタ間の移動を示す図である。第 7 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の在圏セクタの隣接セクタを示す図である。第 8 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の自ゾーン内のセクタ間の移動を検出するフローチャートである。第 9 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式のゾーン・セクタ配置を示す図である。第 10 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の通話チャネルのフォーマットである。第 11 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の他のゾーン・セクタ配置を示す図である。第 12 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の基地局の報知情報のフレームフォーマットである。第 13 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の基地局

の報知情報に基づき隣接ゾーン制御チャネルおよび隣接セクタ個別周波数を得るフローチャートである。第 14 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の基地局の他の報知情報のフレームフォーマットである。第 15 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の基地局から報知されるセクタ個別周波数の識別番号の順序とセクタ配置との対応を示す図である。第 16 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の在圏セクタの隣接セクタの個別周波数を報知されたセクタ個別周波数から割出すフローチャートである。第 17 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の変則的なゾーン・セクタ配置を示す図である。第 18 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の報知情報から他ゾーンの隣接セクタ個別周波数を求めるフローチャートである。第 19 図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の報知情報から他ゾーンの各隣接セクタのゾーンの制御チャネルを求めるフローチャートである。

第 1 表

ゾーン	制御チャネル
Z 0	f_0
Z 1	f_0'
Z 2	f_0''

第 2 表

セクタ	制御チャネル
A	f_A
B	f_B
C	f_C
D	f_D
E	f_E
F	f_F

第3表

制御 チャンネル	セクタ個別周波数
f_{10}	f_{11} 、 f_{12} 、 f_{13} 、 f_{14} 、 f_{15} 、 f_{16}
f_{20}	f_{21} 、 f_{22} 、 f_{23} 、 f_{24} 、 f_{25} 、 f_{26}
f_{30}	f_{31} 、 f_{32} 、 f_{33} 、 f_{34} 、 f_{35} 、 f_{36}
f_{40}	f_{41} 、 f_{42} 、 f_{43} 、 f_{44} 、 f_{45} 、 f_{46}
f_{50}	f_{51} 、 f_{52} 、 f_{53} 、 f_{54} 、 f_{55} 、 f_{56}
f_{60}	f_{61} 、 f_{62} 、 f_{63} 、 f_{64} 、 f_{65} 、 f_{66}
f_{70}	f_{71} 、 f_{72} 、 f_{73} 、 f_{74} 、 f_{75} 、 f_{76}

第5表

順序	識別番号	順序	識別番号
1	37	10	18
2	38	11	17
3	39	12	19
4	40	13	24
5	41	14	26
6	42	15	25
7	3	16	33
8	11	17	32
9	10	18	4

第4表

識別番号	周波数
1	f_1
2	f_2
⋮	⋮
255	f_{255}
256	f_{256}

第6表

順番	識別番号	セクタ	他 ゾ ー ン の セ ク タ 個 別 周 波 数	順番	識別番号	セクタ	ゾーン
1	43	A		1	3	A	I
2	44	B		2	4		II
3	45	C		3	12	B	III
4	46	D		4	11		IV
5	47	E		5	10	C	V
6	48	F		6	13	D	VI
				7	18	E	VII
				8	19	F	I
				9	26		
				10	25		
				11	30		
				12	32		
				13	31		
				14	38		
				15	39		
				16	202		
				17	205		
				18	208		
				19	207		
				20	206		
				21	203		
				22	201		
				23	80T		

(b) 第二テーブル

第1表は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式のゾーンと制御チャネルとの対応を示す表である。第2表は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式のセクタとセクタ個別周波数との対応を示す表である。第3表は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の移動局送受信機の不揮発性メモリの内容を示す表である。第4表は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の基地局がセクタ個別周波数を報知する方式で移動局が記憶すべき周波数とその識別番号との対応を示す表である。第5表は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の基地局から報知される順序と識別番号との対応を示す表である。第6表は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の基地局が移動局に報知するテーブルを示す表である。

第3図において、 f_{10} 、 f_{20} 、 f_{30} 、 f_{40} 、 f_{50} 、 f_{60} 、 f_{70} は、各ゾーンに割当てられている制御チャネルの周波数を表している。また、 f_{11} ～ f_{16} 、 f_{21} ～ f_{26} 、……、 f_{71} ～ f_{76} は、セクタ個別周波数を表しており、この周波数は常に基地局から送出される。第1図は、ゾーンを6セクタに分割し

た場合の構成であり、アンテナ A_1 ～ A_6 は、各々のセクタのアンテナである。それぞれのアンテナ A_1 ～ A_6 には、ゾーンの制御チャネルの周波数 f_0 、セクタ個別周波数 f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4 、 f_5 、 f_6 およびセクタ別の通話チャネルの送受信機が接続されている。なお、第1図では制御チャネルの周波数 f_0 用の送受信機をセクタの数だけ設置する構成で示したが、1台の送受信機からの信号を分配して各セクタの給電系に給電する方法でも良い。

第2図において、レベル測定回路140は、受信した周波数の信号の受信レベルを測定するための回路であり、周波数の選択はシンセサイザ170を制御回路150によって制御し周波数変換回路130とバンドパスフィルタ120によって行う。

移動局は電源立上げ時に、まず各ゾーンに割当てられている制御チャネルをスキャンし、受信レベルの測定および比較を行う。スキャンは、ある周波数のレベルを1回で測定するのではなく、高速に切換えて短い測定を周波数当たり複数回行う

方法が、フェージング等による誤差を小さくするために有効である。また最初測定で、極端にレベルが低いものは切捨てることにより、スキャンの時間を短縮できる。スキャンした結果により、受信レベルの一番強い制御チャネルを在圏ゾーンと判定する。

次に、移動局はセクタ判定をするため、制御チャネルの受信の空き時間を利用して自ゾーンのセクタ個別周波数をスキャンし、受信レベルの測定および比較を行う。制御チャネルの受信空き時間があることは、第4図(a)の制御チャネル構成を見ると良く分かる。第4図(a)に示すXは報知部分を表しており、Yは着信部分を表している。着信部分Yは群分けされており、移動局は自分の属する群の着信情報のみを受信すれば良いので、他群の着信部分は在圏ゾーンの制御チャネルを受信する必要はなく、空き時間となっており、他の周波数を受信することができる。第4図(b)に、移動局の群が着信部分Yの場合の空き時間を斜線部分として示している。このように制御チャネルの受信空

き時間があるために、移動局は制御チャネルを受信しながらセクタ個別周波数も測定することができ、この測定によって受信レベルの一番強いセクタ個別周波数を持つセクタを在圏セクタと判定するのである。

以上の立上げ時のゾーン・セクタ判定を第4図に示す制御チャネル構成で7ゾーン繰返し利用の場合を例として説明する。在圏セクタはセクタ個別周波数が f_{70} のセクタとする。まず、移動局は制御チャネル f_{10} 、 f_{20} 、……、 f_{70} をスキャンし、在圏ゾーンの制御チャネルが f_{70} であることを知る。次に、ゾーンの制御チャネルが f_{70} であるゾーンのセクタ個別周波数 f_{71} 、 f_{72} 、……、 f_{76} をスキャンし在圏セクタを f_{70} と判定する。

立上げ時のセクタ判定をした移動局は、着信待ち受ける状態に入る。待受け時においても移動局は、常に移動しているので、ゾーンおよびセクタ間の移動の監視を行う。移動局はゾーンごとに割当てられている制御チャネルの監視によりゾーン移動を知ることができるし、自ゾーンのセクタ個

別周波数の監視で自ゾーン内セクタ間の移動を知ることができる。たとえば、第5図のように移動局が移動するときに、最も受信レベルが強い制御チャネルがゾーンZ1の制御チャネルからゾーンZ2の制御チャネルへと変化し、それによって移動局はゾーンZ1からZ2へと移動したことを知る。第6図のように在圏ゾーン内のセクタ間移動のときは、在圏ゾーン内の6個のセクタ個別周波数の最も受信レベルが強いものがセクタS1のセクタ個別周波数からセクタS2のセクタ個別周波数へと変わるので、セクタがセクタS1からセクタS2へと移動したことが分かる。上記の方法は、セル間移動判定のために、制御チャネルの監視が必要であるがセクタ個別周波数の監視のみで待受け時におけるゾーン・セクタ間移動を知ることができる。その場合に、移動局は、自セクタの隣接セクタの個別周波数の受信レベルを自ゾーン、他ゾーンの別なく、測定および比較することにより、ゾーン・セクタの移動を知る。たとえば、第7図のように在圏セクタがセクタS1の場合に、自ゾ

ーンのセクタであるセクタS2～S6および移動する可能性のある他ゾーンのセクタS7～S10の受信レベルを測定する。移動局の隣接セクタ個別周波数の受信レベル測定および比較により、受信レベルの一番強いものがセクタS2～S6の場合は、自ゾーン内のセクタ間移動であると判断することができるし、セクタS7～S10の場合には、その移動はゾーン間の移動と判断することができる。

また、監視するセクタ個別周波数の数を減らすことは、移動の検知時間を短縮するのに役立つ。さらに、待受け時においては、受信するセクタ個別周波数の数の減少は、受信していない時間を増やすことを意味し、間欠比が向上するので、移動局、特に携帯機の消費電力を減らし、蓄電池の寿命を長くしてサービスの質を良くするのに貢献する。それで、監視するセクタ個別周波数の数を減らすために、隣接セクタをすべてスキャンするのではなく移動する可能性が高いセクタのみをスキャンし、必要に応じて他の移動する可能性の低い

セクタをスキャンする方法もある。たとえば、第7図で在圏セクタがセクタS1の場合、通常は、セクタS1と線で接しているセクタS2、S6、S8、S9のみをスキャンする。スキャンしても、受信レベルが高いものが得られなかったときは、他のセクタに移動したことが考えられるので、他のセクタをスキャンする。この方法では、監視するセクタ個別周波数の数は4であり、点で接しているセクタも含めた全隣接セクタを監視する場合は10であるので、監視するセクタ個別周波数の数は半分以下となり、セクタ移動を検知する時間が短縮される。なお、移動する確率の高いものからスキャンする方法は制御チャネルの監視を行うときにも応用でき、移動する確率の高いものからスキャンする方法は制御チャネルの監視を行うときにも応用でき、移動する確率の高いゾーンの制御チャネルの監視を優先的に行うと、スキャン数を減らすことができる。

いままで述べてきたゾーン・セクタ間移動監視方式は、隣接ゾーン・セクタの周波数をスキャン

し、その比較により、一番強い受信レベルの周波数を在圏ゾーン・セクタの周波数と判断する方式であった。しかし、自ゾーン内セクタ間の移動の監視方式には別の方式もある。それは、常に自ゾーン内の隣接セクタの個別周波数をスキャンして監視するのではなく、通常は（自セクタの個別周波数）／（自ゾーンの制御チャネル）のみを監視する方式である。制御チャネルは、ゾーン内の全セクタにおいて同一周波数なので、そのレベル分布には殆ど指向性がない。しかし、セクタ個別周波数はセクタごとに異なるので、そのセクタでは受信レベルが強いが、他のセクタにおいては弱いという指向性を持っている。それで、（自セクタの個別周波数）／（自ゾーンの制御チャネル）は、自セクタでは「1」に近く、他のセクタでは「0」に近いので、移動局がセクタ境界を跨ぐとき（自セクタの個別周波数）／（自ゾーンの制御チャネル）の値は低下し、移動局はその低下の検出により自ゾーン内のセクタ間移動をしたことを知ることができる。そして、自ゾーン内のセクタ間移動

検出後、移動局は自ゾーンの隣接セクタの周波数を測定および比較して移動先セクタを判定する。

この方式は、通常の監視が（自セクタの個別周波数）／（自ゾーンの制御チャネル）のみであり、移動検出時間の短縮および間欠比の向上の利点を持っている。この方式を自ゾーン内セクタの移動監視に用いて、ゾーン・セクタ判定をする方式を第8図に示す。この第8図で示されている方式では（自セクタの個別周波数）／（自ゾーンの制御チャネル）の監視に加えて、ゾーン移動を検出するための隣接ゾーン制御チャネル監視が用いられている。この第8図で、

関数 $L(f_i) = (\text{周波数 } f_i \text{ の受信レベル測定値})$ を意味しており、 α 、 β は定数である。また、ゾーン・セクタ配置は第9図に、ならびに制御チャネルおよび個別周波数の割当は第1表に示されているものであり、自ゾーンはZ0、自セクタはAである。ただし、第9図で使われているゾーンZ0、Z1、Z2やセクタA、B、C、……といった表現は自ゾーン・セクタに対する相対的な記号で

ありゾーンおよびセクタを移動したときは変化するものである。第8図で分かるように移動局はまず自ゾーンの制御チャネル f_0 と隣接ゾーンの制御チャネル f_0' 、 f_0'' とを測定し、ゾーン移動の検出を行う。次に、ゾーン間移動をしていないことを知った場合にはセクタ個別周波数 f_A を測定し、 f_A / f_0 の比を検出してセクタ間移動を監視する。そして、 f_A / f_0 がある値 β を下回ったときは移動局が自ゾーン内セクタを移動した可能性が高いので、さらに自ゾーン内セクタの個別周波数 f_A 、 f_B 、 f_C 、 f_D 、 f_E 、 f_F の受信レベルを測定および比較し、一番受信レベルの高いセクタ個別周波数を持つセクタを移動先セクタと判定する。ここで β を大きくすると、セクタ移動の際、早めに自ゾーン内セクタ個別周波数をスキャンすることになり、間欠比の点では悪くなるが、判定の点では利点がある。それで、 β の値は間欠比と判定精度とのトレードオフを考慮して設定すれば良い。

以上は通話チャネル設定前の立上げ時および待

ち受け時のゾーン・セクタ判定方式として説明したがこの方式は通話中のゾーン・セクタ判定にも適用できる。この場合、TDM A（時分割多元アクセス方式）を採用する等して通信スロット以外の空き時間スロットで他周波数に切替える方式や、レベル監視用受信機を移動局に設ける方式を用いる。TDM Aにおける通話チャネル構成は第10図に示されているもので、通話に用いられるスロットはTDM Aフレームの一部である。それで、通話チャネルを受信しなくても良い空き時間が生じ、その空き時間を利用して待受け時と同じようなゾーン・セクタ判定ができる。第10図(a)のSTと記されているスロットが通話に用いられるスロットで第10図(b)の斜線部分は空き時間を表している。

上述の本発明のセクタ判定方式は、移動局の制御チャネルおよびセクタ個別周波数の受信レベル測定および比較によって判定を行うので、基地局側の受信レベル測定および比較を必要とせず、基地局の負担が軽い。

また、セクタ個別周波数は、常に送出されてい

るので、移動局は十分な信号長を受信でき、十分な時間の受信レベル測定ができるので、正確なセクタ判定ができる。

また、本発明の制御チャネルは、セクタごとではなくゾーンごとに割当てられているので、制御チャネルの周波数利用効率が高い。

さらに、制御チャネルをセクタ別に割当てる場合と比べて、立上げからセクタ判定するまでの周波数のスキャン数、および移動したときのセクタ判定時のスキャン数が少ないので、立上げからセクタ判定するまでの時間、および移動の際のセクタ判定時間が短縮される。たとえば、セクタごとの割当てで、6セクタ7ゾーン繰返し利用の場合に、制御チャネルのスキャン数は

$$6 \times 7 = 42$$

である。しかし、本発明の方式で9ゾーン繰返し利用の場合に制御チャネルのスキャン数9、セクタ個別周波数のスキャン数6であるから、

$$9 + 6 = 15$$

となり、約3分の1の時間でセクタ判定可能とな

る。

また、本発明の場合に、制御チャネルを捉えて着信可能となるまでにスキップする周波数の数は、9個であり、セクタごとに制御チャネルを割当て着信可能となる場合は42個であるので、約5分の1の時間で着信可能となる。そのために、立上げから着信可能となるまでの時間は短くなるし、ゾーン間の移動の際に、制御チャネルを切換えて着信可能となるまでの時間も短縮される。さらに、制御チャネルはゾーンごとに割当てられており、ゾーン内では制御チャネルは同じであるので、ゾーン内のセクタ間移動では制御チャネルの切換えをする必要がない。それで、たとえ、セクタ判定が遅れたり誤ることがあっても、着信は可能である。

移動局がセクタ個別周波数を知る方式の第一の例として、移動局が不揮発性メモリに記憶しておく方式がある。第3表は、メモリに記憶される内容の構成を示したものである。 $f_{10} \sim f_{70}$ は、各セルに割当てられている制御チャネルの周波数を表している。また、 $f_{11} \sim f_{18}$ 、……、 $f_{71} \sim f_{78}$

のみの場合もあるし、自ゾーンのセクタと他ゾーンに属する隣接セクタの個別周波数と両方の場合もある。また、セクタ個別周波数のみでなく、隣接ゾーンの制御チャネルを教えて、監視すべき制御チャネルを少なくすることもできる。

基地局が監視すべき周波数を移動局に報知する場合の一つの例として、まず最初に、自ゾーンのセクタ個別周波数と隣接ゾーンの制御チャネルとを報知する場合の例を示す。第11図で在圏ゾーンがゾーンZ0の場合に、そのゾーンの制御チャネルは自ゾーンのセクタA～Fのセクタ個別周波数と、各セクタに接しているゾーンの制御チャネルを第12図のように報知する。第12図において、A、……、Fと記されている部分はセクタA、……、Fのセクタ個別周波数を報知する部分であり、Z1～Z8と記されている部分はゾーンZ1、……、Z8の制御チャネルを報知する部分である。また、「0」、「1」と記されている部分はセクタ個別周波数とゾーンの制御チャネルとの識別のためのビットである。移動局がセクタAにいる時監視すべ

は、セクタ個別周波数を表している。ゾーン・セクタ配置が規則正しい場合には、この不揮発性メモリの情報から隣接ゾーンの制御チャネルおよび隣接セクタの個別周波数を求めることができる。

移動局がセクタ個別周波数を知る方式の第二の例として、基地局がセクタ個別周波数を移動局に報知する方式が挙げられる。また、この方式をゾーンの制御チャネルにも適用して基地局が自ゾーンの隣接制御チャネルを報知することもできる。この方式は、隣接ゾーンの制御チャネルや隣接セクタ個別周波数を得る際に、ゾーン・セクタ配置が変則的な場合でもフレキシブルに対応できる利点を有している。しかし、移動局がメモリに記憶する場合より、報知情報が増えるので報知する情報量を少なくすることが望ましい。そのために、第4表のように移動局に、あらかじめ周波数とその識別番号とを対応させたテーブルを用意しておく、周波数そのものではなく、その識別番号で報知すると良い。報知内容はゾーン・セクタ移動の監視方式に応じて、自ゾーンのセクタ個別周波数

きなのがセクタF、A、B、Z8、Z1、Z2、Z3であるとする、移動局は報知情報から第13図に従ってそれらを得ることができる。ただし、ここで用いられている関数f、gは第13図に示されている値を持つ。

また、自ゾーンのセクタ個別周波数と隣接ゾーンの制御チャネルとを報知する場合の別の例として、第14図で示す報知情報構成を用いる方式があげられる。第14図で、Vはセクタ個別周波数の報知部分であり、Wはそれぞれのセクタの隣接ゾーン制御チャネルの報知部分である。たとえば、第11図で移動局の在圏セクタがAであるとする、移動局はまずセクタ個別周波数報知部分VのセクタAの部分を受信し、自セクタの個別周波数を知る。次に、隣接ゾーン制御チャネル報知部分WのセクタAの部分を読み出し、自セクタの隣接ゾーンの制御チャネルがZ8、Z1、Z2、Z3に対するものであることを知る。この方式はセクタAの移動局はセクタAの報知部分だけを受信すれば良いので間欠比が向上する。

次に、自ゾーンのセクタと他ゾーンに属する隣接セクタの個別周波数の両方を報知する場合の例を示す。この方式は、セクタ個別周波数識別番号に第17図および第5表のような順序をつけて移動局に報知する方式である。第17図は、報知されるセクタ個別周波数の識別番号の順序とセクタ配置との対応を示した図であり、第5表は、順序と識別番号との対応を示す表である。基地局から報知されるこの対応表を用いて、移動局の在圏セクタの隣接セクタを割出す方法は第16図のフローチャートに示されている。たとえば、在圏セクタが順序1のセクタの場合に、第16図から、順序18、7、8、9のセクタが在圏セクタの他ゾーンの隣接セクタであることがわかる。

変則的なゾーン・セクタ配置の場合にも使える、自ゾーンのセクタ個別周波数と、他ゾーンに属する隣接セクタ個別周波数との両方の報知方式を、以下に一例として説明する。なお、この例では、隣接ゾーンの制御チャネルも報知する。まず、変則的な例が、第17図に示されている。第17図で自

ゾーン内のセクタにA～Fの識別アルファベットをふる。この例では、隣接ゾーンは7個でありセクタBの線で接する他ゾーンの隣接セクタ数は6個である。第15図のように規則正しい場合には、隣接ゾーンが6個で、他ゾーンの隣接セクタが4個であることを考えると、この例が変則的であることがわかる。基地局が報知すべきものは、自ゾーンのセクタ個別周波数の識別番号、自ゾーンの各セクタに隣接する他ゾーン・セクタの個別周波数識別番号および他ゾーンの隣接セクタの属するゾーン制御チャネルである。まず、自ゾーンのセクタ個別周波数の識別番号を第6表(a)の第一テーブルのように、セクタA～Fまでアルファベット順に報知する。

次に、他ゾーンの隣接セクタをそれぞれ自ゾーンのセクタを対応させる。対応の仕方は、他ゾーンのセクタと最も多く接している自ゾーンのセクタを対応させる。たとえば、セクタS4はセクタBとしか接していないので、セクタBと対応しているとすると、セクタS8のように複数のセクタ

B、Cに接している場合には、接している部分が多いセクタCをセクタS8に対応しているものとする。そして、第6表(c)の第三テーブルのようにセクタA～Fと対応している他ゾーンの隣接セクタ数を自ゾーン・セクタのアルファベット順に報知する。

次に、第6表(b)の第二テーブルのように、各セクタA～Fに対応している他ゾーンの隣接セクタ個別周波数の識別番号を、セクタAに対応しているセクタを始めとして、第17図の中でセクタS1、S2、……、S15と番号がふられている順番に報知する。この順番は、セクタAに接しているセクタを先頭にして、時計回りの順である。また、隣接ゾーンの制御チャネルを第6表(b)の第二テーブルの隣接セクタ個別周波数の列の下にセクタS1が属しているゾーンの制御チャネルを先頭に時計回りで報知する。この例の場合に、第19図の中でI、II、……、VIIとゾーンに振られている順番に報知される。そして、他ゾーンの隣接セクタの属しているゾーンを知るために、第6表(d)の第四テーブル

の情報を報知する。第四テーブルは、セクタS1から始めて、共通のゾーンに属するセクタをひとまとめにして、そのセクタ数を報知する。この例の場合に、(セクタS1)(S2、S3)(S4、S5、S6)(S7、S8)(S9)(S10、S11、S12)(S13、S14)(S15)にまとめられるので、「1」、「2」、「3」、「2」、「1」、「3」、「2」、「1」と報知する。

以上の報知テーブルの情報をを用いて、移動局の在圏セクタに接している他ゾーンの隣接セクタの個別周波数およびそのセクタが属するゾーンの制御チャネルを得る方式を第18図および第19図に示す。第18図および第19図でFa という関数の定義は

$Fa(A) = 1$ 、 $Fa(B) = 2$ 、……、 $Fa(F) = 6$ である。

$T_2(i)$ は第二テーブルの順番「i」に属する値、 $T_3(i)$ は第三テーブルの順番「i」に属する値および $T_4(i)$ は第四テーブルの順番「i」に属する値である。

また、特別の場合として

$$T2(0) = T2\left(\sum_{i=1}^6 T3(i)\right),$$

$$T2\left(\sum_{i=1}^6 T1(i) + 1\right) = T2(1)$$

である。また、第二テーブルの終わりに、EOT (End of Table) の識別子 (たとえば、数値の「0」) を入れる。

ここまで述べてきた報知方式は基地局が移動局の在圏セクタを知らないことを前提にしたものであり、立上げ時および待ち受け時に適用されるものである。しかし、通話開始後は、基地局は移動局の在圏セクタを知っているため、移動局の在圏セクタの隣接セクタのセクタ個別周波数および隣接ゾーン制御チャンネルのみを報知すれば良い。待ち受け時には、移動局が報知情報からそれらの周波数を知る手順に従って得たが、通話中においては、報知の際にそれらの周波数を基地局がそのまま教えるのである。通話中に基地局が報知するのに用いるチャンネルには、周波数分割多重および時分割多重の方式で、通話チャンネルの一部を用いることができる。通話チャンネルは、通話中は

各移動局に与えられるので、移動局ごとの情報を送ることができ、その点でも、上記報知方式は実現可能である。

セクタ個別周波数は、通信チャネルを用いることができる。各セクタに決まった通信チャネルを割当て、それをセクタ判定用の個別周波数として用いるのである。通信チャネルは、チャンネル内容にその周波数のセクタ判定用の情報を何ら持つ必要がなく、ただ、その周波数の電波を常時出しておく必要があるのみである。そして、優先的にこのチャネルを通話に割当てていけば、常時電波を出すことによる不利益はほとんど生じない。

また、セクタ個別周波数として無変調キャリアを用いることもできる。セクタ判定用のセクタ個別周波数はその受信レベルを知るために用いられるのであって、情報を送る必要がないために、無変調キャリアで良い。無変調キャリアは周波数帯域をほとんど持たないために、周波数利用の点で他にほとんど負担を掛けない。

また、他にも、セクタ個別の制御信号を送る制

御チャンネルや、ユーザパケット用の周波数をセクタ個別周波数として用いることもできる。

なお、以上は本発明の方式をセクタ化の場合で説明したが、この方式は、複数の基地局を単位とする制御チャンネル構成法で各基地局に個別周波数が割当てられる場合のゾーン判定においても適用できる。また、個別周波数の割当てを多段階にすることもできる。多段階とは、個別周波数が割当てられている単位を複数個集めて、さらに個別周波数を割当てることである。この多段階の割当てを用いると、位置判定のときに大きな単位の個別周波数をまずスキャンして大体の位置を決め、順に小さな単位の個別周波数をスキャンして位置を絞っていくと、位置判定の際の周波数スキャン数を減らすことができる。

〔発明の効果〕

以上説明したように、本発明は、制御チャンネルが各セクタではなく各ゾーンに対して一つ割当てられていることにより、周波数利用率が良く、かつ基地局の受信レベル測定が必要がなく基地局の

負担を軽減できる優れた効果がある。

さらに、セクタ判定精度および着信信号受信信頼度を向上し、立上げから着信可能となるまでの時間の短縮がはかれる利点がある。

また、自ゾーン内のセクタ間移動の監視で自ゾーンの制御チャンネルと自セクタの個別周波数との相対値の測定および比較をセクタ間の移動検出に用いることにより、監視する周波数を減らすことができ、移動検出時間の短縮および間欠比の向上がはかれる利点がある。

また、セクタ個別周波数およびゾーンの制御チャンネルを基地局が報知する方法は変則的なゾーン・セクタ配置でも、隣接ゾーンの制御チャンネルおよび隣接セクタの個別周波数を知ることができるので、監視すべき周波数を減らすことができる利点がある。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明一実施例移動局の在圏セクタ判定方式の基地局送受信機のブロック構成図。

第2図は本発明一実施例移動局の在圏セクタ判定方式の移動局送受信機のブロック構成図。

第3図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の制御チャネルおよびセクタ個別周波数の構成図。

第4図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の制御チャネルのフレームフォーマット。

第5図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式のゾーン間の移動を示す図。

第6図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の自ゾーン内セクタ間の移動を示す図。

第7図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の在圏セクタの隣接セクタを示す図。

第8図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の自ゾーン内のセクタ間の移動を検出するフローチャート。

第9図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式のゾーン・セクタ配置を示す図。

第10図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の通話チャネルのフォーマット。

第11図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式

の他のゾーン・セクタ配置を示す図。

第12図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の基地局の報知情報のフレームフォーマット。

第13図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の基地局の報知情報に基づき隣接ゾーン制御チャネルおよび隣接セクタ個別周波数を求めるフローチャート。

第14図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の基地局の他の報知情報のフレームフォーマット。

第15図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の基地局から報知されるセクタ個別周波数の識別番号の順序とセクタ配置との対応を示す図。

第16図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の在圏セクタの隣接セクタの個別周波数を報知されたセクタ個別周波数から割出すフローチャート。

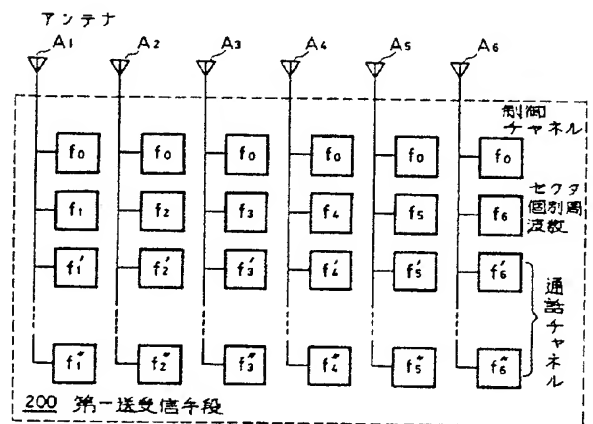
第17図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の変則的なゾーン・セクタ配置を示す図。

第18図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の報知情報から他ゾーンの隣接セクタ個別周波数を求めるフローチャート。

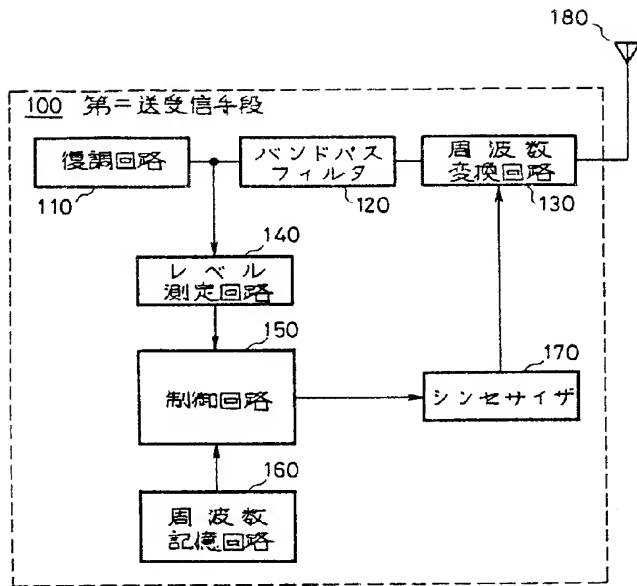
第19図は本発明の移動局の在圏セクタ判定方式の報知情報から他ゾーンの各隣接セクタのゾーンの制御チャネルを求めるフローチャート。

100 …第二送受信手段、110 …復調回路、120 …バンドパスフィルタ、130 …周波数変換回路、140 …レベル測定回路、150 …制御回路、160 …周波数記憶回路、170 …シンセサイザ、180、 $A_1 \sim A_6$ …アンテナ、200 …第一送受信手段、 $S_1 \sim S_{15}$ 、 $A \sim F$ …セクタ、 $Z_0 \sim Z_7$ 、 $I \sim VII$ …ゾーン。

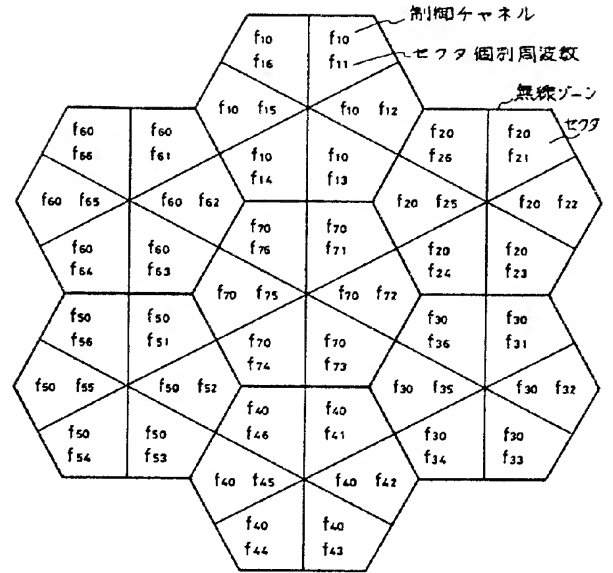
特許出願人 日本電信電話株式会社
代理人 弁理士 井出直孝



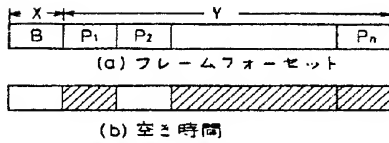
実施例 基地局送受信機
第 1 図



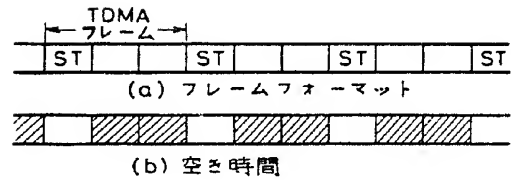
実施例 移動局送受信機
第 2 図



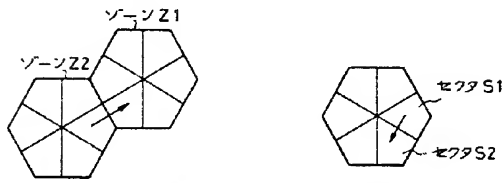
実施例 制御チャネルおよび
セクタ個別周波数
第 3 図



実施例 制御チャネル
第 4 図

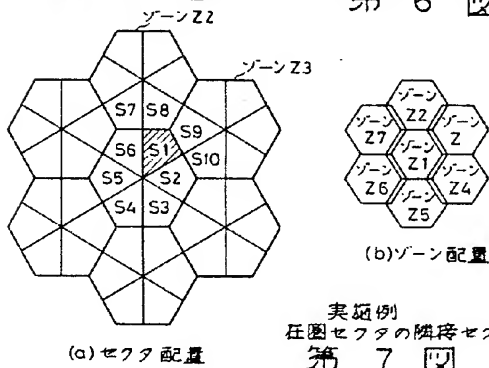


実施例 通話チャネル
第 10 図

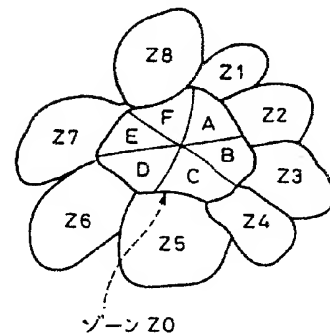


実施例 セル間移動
第 5 図

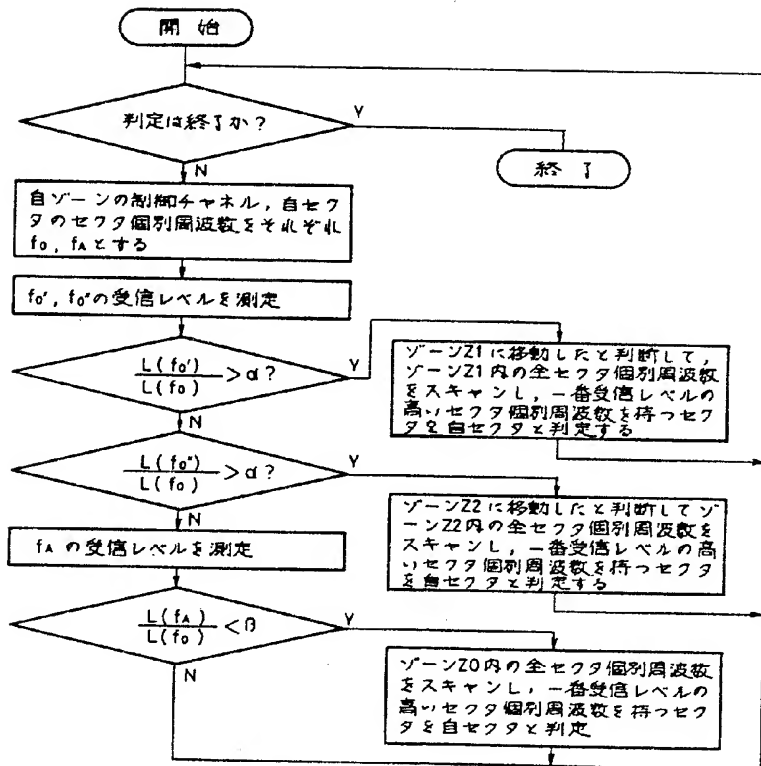
実施例
自ゾーン内セクタ間移動
第 6 図



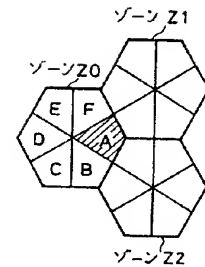
実施例
在圏セクタの隣接セクタ
第 7 図



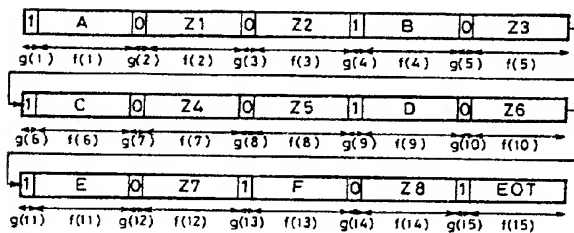
他の
実施例 ゾーン・セクタ配置
第 11 図



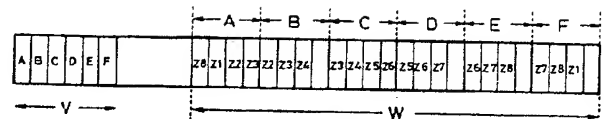
第 8 図 実施例



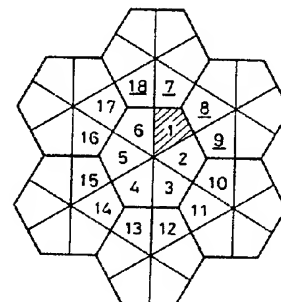
実施例 ゾーン・セクタ配置
第 9 図



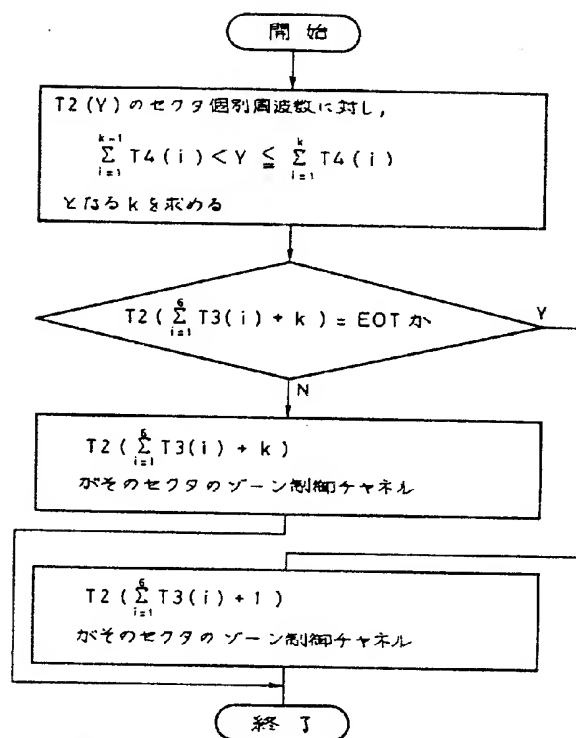
実施例 報知構成
第 12 図



実施例 報知構成
第 14 図



実施例 報知構成
第 15 図



実施例 各セクタのゾーン制御チャネルの求め方
 第 19 図

RESYNCHRONIZATION OF ENCRYPTION SYSTEMS UPON HANDOFF

Publication number: JP6501139 (T)

Publication date: 1994-01-27

Inventor(s):

Applicant(s): ERIKUSON INC

Classification:

- international: H04L9/00; H04L9/12; H04W12/00; (IPC1-7): H04B7/26; H04L9/00; H04L9/10; H04L9/12; H04Q7/04

- European: H04L9/12; H04Q7/38S; H04W12/02

Application number: JP19910516019T 19910718

Priority number(s): US19900556103 19900720

(51) Int.Cl.⁵

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 4 Q 7/04

K 7304-5K

H 0 4 B 7/26

1 0 8 A 7304-5K

H 0 4 L 9/00

9/10

7117-5K

H 0 4 L 9/00

Z

審査請求 有

予備審査請求 有

(全 22 頁) 最終頁に続く

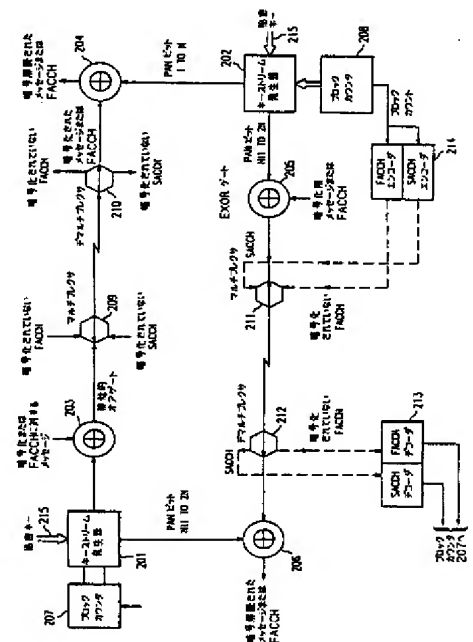
(21) 出願番号 特願平3-516019
 (86) (22) 出願日 平成3年(1991)7月18日
 (85) 翻訳文提出日 平成5年(1993)1月19日
 (86) 国際出願番号 P C T / U S 9 1 / 0 5 0 8 6
 (87) 国際公開番号 W O 9 2 / 0 2 0 8 8
 (87) 国際公開日 平成4年(1992)2月6日
 (31) 優先権主張番号 5 5 6 , 1 0 3
 (32) 優先日 1990年7月20日
 (33) 優先権主張国 米国 (U S)
 (81) 指定国 A U , C A , G B , J P , K R

(71) 出願人 エリクソン ジーイー モービル コミュニケーションズ インコーポレイテッド
 アメリカ合衆国22709 ノース カロライナ州 リサーチ トライアングル パーク, トライアングル ドライブ 1, ビー. オー. ボックス 13969
 (72) 発明者 デント, ボール, ウィルキンソン
 スウェーデン国エス - 240 36 ステハグ, ステハグス プラストガールド (番地なし)
 (74) 代理人 弁理士 浅村 皓 (外3名)

(54) 【発明の名称】 ハンドオフ時における暗号化システムの再同期

(57) 【要約】

暗号化された通話(203、206)を1つのセルから別のものに切り換えることができる、二重セルラ無線システムにおける暗号化(203、206)と暗号解読(204、205)の同期のための方法。ハンドオフの場合、迅速第1再同期手段が、一方向の音声チャンネルのみを中止し、このような一方向に同期情報を送信する。成功した再同期の指示が他方向において検出されるとすぐに、第1再同期手段は同期情報の送信を中止し、そして音声チャンネルのそのような一方向を開放する。このような成功した再同期の検出後、そのような一方向のスピーチトラフィックの送信が再開される。成功した再同期が行なわれたが他方向への送信不良によって検出されていない場合に、このような一方向を同期情報の連続送信で占領してしまうことを回避するために、上限が、第1迅速同期手段がそのような一方向を中止する時間長に、設定される。このようなタイムアウトの後、再同期情報が、第2の再同期手段によって、より遅い速度で、トラフィックデータと多重化される(209及び211)低速制御チャンネルのビットストリームを通じて、与えられる。



請求の範囲

1. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおいて、

前記ネットワーク内の第1及び第2の基地局において、あるアルゴリズムにしたがって第1の疑似ランダムキーストリームビットを発生し、

前記基地局において、前記データストリームを暗号的にエンコードするために前記基地局から1つの移動局へ送られる通信情報を搬送するデータビットストリームと、及び前記データを通信情報にデコードするために前記移動局から受信した暗号的にエンコードされたデータストリームと、前記第1のキーストリームビットを組み合わせて、

前記移動局において、前記アルゴリズムにしたがって第2の疑似ランダムキーストリームビットを発生し、

前記移動局において、前記データストリームを暗号的にエンコードするために前記移動局から前記基地局に送られる通信情報を搬送するデータビットストリームと、及び前記データを通信情報にデコードするために前記基地局から受信した暗号的にエンコードされたデータと、前記第2のキーストリームビットを組み合わせて、

前記第1の基地局から前記移動局へ、及び前記移動局から前記第1の基地局へ、暗号的にエンコードされたデ

ータの送信を中断し、前記移動局からの正確にデコード可能な暗号的にエンコードされたデータの前記第2の基地局による受信、または前記選択した時間期間の満了のいずれかに応答して、暗号的にエンコードされたデータの高データレートメッセージチャンネル上の送信を開始する、

ことから成る、方法。

2. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおける、請求項1記載の方法において、

前記高データレート制御チャンネルは、高速度連制御チャンネルであり、前記低データレート制御チャンネルは低速連制御チャンネルである、前記方法。

3. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおける、請求項1記載の方法において、前記事前に選択された時間期間は、前記高データレート制御チャンネル上の非暗号的にエンコードされた同期情報の、事前に選択された送信回数によって規定される、前記方法。

4. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおいて、請求項1記載の方法は、更に、

前記第1及び第2の基地局における第2の疑似ランダムキーストリームの同期が互いに同期する時、前記第2の基地局から前記移動局への、高データレート制御チャ

ネルを、高データレートメッセージチャンネル上を送信し、

前記第1及び第2のキーストリームを互いに正確に同期して保持するために、前記第1の基地局から前記移動局に、同期情報を低ビットレートチャンネル上を定期的に送信し、

前記第1の基地局から第2の基地局及び前記移動局へ、前記移動局から第2の基地局へのハンドオフを示す命令を送り、

ハンドオフ命令に応答して、非暗号的にエンコードされた同期情報を、高データレート制御チャンネル上を前記第2の基地局から前記移動局に、選択された時間間隔の間、送信し、

前記第2の基地局から前記移動局に、同期情報を低データレート制御チャンネル上を定期的に送信し、

前記移動局において、高データレート制御チャンネルまたは低データレート制御チャンネルのいずれかに関する、前記第2の基地局からの同期情報を検索し、いずれかの検出時に、前記第2の基地局の第1の疑似ランダムキーストリームと前記移動局の前記第2の疑似ランダムキーストリームとの間の同期を確立して、前記移動局が暗号的にエンコードされたデータを前記第2の基地局に送信することを可能とし、

前記第2の基地局から前記移動局への高データレート制御チャンネル上の非暗号的にエンコードされた同期情

報の送信を中断し、暗号的にエンコードされたデータの高データレートメッセージチャンネル上の送信を開始することを含んでいる、前記方法。

5. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおける、請求項1記載の方法において、

前記移動局において、あるアルゴリズムにしたがって疑似ランダムキーストリームを生成する前記ステップは、ハンドオフカウンタ内に記憶された値を保持し、前記疑似ランダムキーストリームを前記カウンタに記憶されている値の関数として発生し、前記移動局への通話設定時に前記カウンタ内に記憶されている値を初期化し、そして通話の間移動局が新しい基地局にハンドオフされる毎に、前記カウンタ内に記憶されている値を増分することを含んでいる、前記方法。

6. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおける、請求項1記載の方法において、前記第1及び第2の基地局から前記移動局へ低ビットレートチャンネル上を定期的に同期情報を送信する前記ステップは、それへの暗号的にエンコードされたデータの前記送信を、前記情報に散在させることを含んでいる、前記方法。

7. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにお

ける、請求項1記載の方法において、あるアルゴリズムにしたがって、前記第1及び第2の基地局において第1の疑似ランダムキーストリームを、そして前記移動局において第2の疑似ランダムキーストリームを発生する前記ステップは、レジスタ内に多ビットデジタル値を記憶し、そして前記キーストリームを前記レジスタ内に記憶した値の関数として発生することを含み、及び

前記第1及び第2の基地局から同期情報を定期的に送信する前記ステップは、前記基地局のレジスタ内に記憶してある値を前記移動局に送信して、前記移動局のレジスタ内に記憶してある値と比較し、第1及び第2のキーストリームが互いに同期しているかを判断することを含んでいる、前記方法。

8. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的に二重通信システムにおける、請求項1記載の方法において、第1及び第2の疑似ランダムキーストリームのビットは、その順序を変えるための情報を搬送する前記データビットストリームと、及びその元の順序を復元するための暗号的にエンコードされた前記データストリームと組み合わせられる、前記方法。

9. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおける、請求項1記載の方法において、

前記第1及び第2の疑似ランダムキーストリームのビットは、モジュロ2の加算による情報を搬送する前記

から前記第1の基地局へ、暗号的にエンコードされたデータを、高データレートメッセージチャンネル上を送信する手段と、前記第1及び第2のキーストリームを互いに正確に同期して保持するために、前記第1の基地局から前記移動局に、同期情報を低ビットレートチャンネル上を定期的に送信する手段と、

前記第1の基地局から第2の基地局及び前記移動局へ、前記移動局から第2の基地局へのハンドオフを示す命令を送る手段と、

ハンドオフ命令に回答して、非暗号的にエンコードされた同期情報を、高データレート制御チャンネル上を前記第2の基地局から前記移動局に、選択された時間間隔の間、送信する手段と、

前記第2の基地局から前記移動局に、同期情報を低データレート制御チャンネル上を定期的に送信する手段と、

前記移動局において、高データレート制御チャンネルまたは低データレート制御チャンネルのいずれかに関する、前記第2の基地局からの同期情報を検索し、いずれかの検出時に、前記第2の基地局の第1の疑似ランダムキーストリームと前記移動局の前記第2の疑似ランダムキーストリームとの間の同期を確立して、前記移動局が暗号的にエンコードされたデータを前記第2の基地局に送信することを可能とする手段と、

前記第2の基地局から前記移動局へ的高データレート制御チャンネル上の非暗号的にエンコードされた同期情

データビットストリームと、及びモジュロ2の減算による暗号的にエンコードされた前記データストリームと、組み合わせられる、前記方法。

10. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムであって、前記ネットワーク内の第1及び第2の基地局において、あるアルゴリズムにしたがって第1の疑似ランダムキーストリームビットを発生する手段と、

前記基地局において、前記データストリームを暗号的にエンコードするために前記基地局から1つの移動局へ送られる通信情報を搬送するデータビットストリームと、及び前記データを通信情報にデコードするために前記移動局から受信した暗号的にエンコードされたデータストリームと、前記第1のキーストリームビットを組み合わせる手段と、

前記移動局において、前記アルゴリズムにしたがって第2の疑似ランダムキーストリームビットを発生する手段と、

前記移動局において、前記データストリームを暗号的にエンコードするために前記移動局から前記基地局に送られる通信情報を搬送するデータビットストリームと、及び前記データを通信情報にデコードするために前記基地局から受信した暗号的にエンコードされたデータと、前記第2のキーストリームビットを組み合わせる手段と、

前記第1の基地局から前記移動局へ、及び前記移動局

報の送信を中断し、前記移動局からの正確にデコード可能な暗号的にエンコードされたデータの前記第2の基地局による受信、または前記選択した時間期間の満了のいずれかに応答して、暗号的にエンコードされたデータの高データレートメッセージチャンネル上の送信を開始する手段と、

から成る、前記システム。

11. 請求項10記載のデジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおいて、

前記高データレート制御チャンネルは、高速関連制御チャンネルである、前記システム。

12. 請求項11記載のデジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおいて、

前記低データレート制御チャンネルは、低速関連制御チャンネルである、前記システム。

13. 請求項10記載のデジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおいて、

前記事前に選択された時間期間は、前記高データレート制御チャンネル上の非暗号的にエンコードされた同期情報の、事前に選択された送信回数によって規定される、前記システム。

14. 請求項10記載のデジタルセルラ遠隔通信ネット

ワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムであって、更に、

前記第1及び第2の基地局における第2の疑似ランダムキーストリームの同期が互いに同期する時、前記第2の基地局から前記移動局への、高データレート制御チャンネル上の非暗号的にエンコードされた同期情報の送信を中断し、暗号的にエンコードされたデータの高データレートメッセージチャンネル上の送信を開始する手段を含んでいる、前記システム。

15. 請求項10記載のデジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおいて、

前記移動局において、あるアルゴリズムにしたがって疑似ランダムキーストリームを生成する前記手段は、ハンドオフカウンタ内に記憶された値を保持する手段と、前記疑似ランダムキーストリームを前記カウンタに記憶されている値の関数として発生する手段と、前記移動局への通話設定時に前記カウンタ内に記憶されている値を初期化する手段と、及び通話の間移動局が新しい基地局にハンドオフされる毎に、前記カウンタ内に記憶されている値を増分する手段とを含んでいる、前記システム。

16. 請求項10記載のデジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおいて、

前記第1及び第2の基地局から前記移動局へ低ビット

レートチャンネル上に定期的に同期情報を送信する前記手段は、それへの暗号的にエンコードされたデータの前記送信を、前記情報に散在させる手段を含んでいる、前記システム。

17. 請求項10記載のデジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおいて、

あるアルゴリズムにしたがって、前記第1及び第2の基地局において第1の疑似ランダムキーストリームを、そして前記移動局において第2の疑似ランダムキーストリームを発生する前記手段は、レジスタ内に多ビットデジタル値を記憶する手段と、前記キーストリームを前記レジスタ内に記憶した値の関数として発生する手段とを含み、及び

前記第1及び第2の基地局から同期情報を定期的に送信する前記手段は、前記基地局のレジスタ内に記憶してある値を前記移動局に送信して、前記移動局のレジスタ内に記憶してある値と比較し、第1及び第2のキーストリームが互いに同期しているかを判断する手段を含んでいる、前記システム。

18. 請求項10記載のデジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおいて、

第1及び第2の疑似ランダムキーストリームのビットは、その順序を要するための情報を搬送する前記データビットストリームと、及びその元の順序を復元するため

の暗号的にエンコードされた前記データストリームと組み合わせられる、前記システム。

19. 請求項10記載のデジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおいて、

前記第1及び第2の疑似ランダムキーストリームのビットは、モジュロ2の加算による情報を搬送する前記データビットストリームと、及びモジュロ2の減算による暗号的にエンコードされた前記データストリームと、組み合わせられる、前記システム。

20. デジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームの発生を再同期させるための方法であって、

前記基地局から前記移動局に、定期的に同期情報を、低ビットレートチャンネル上に送信して、各移動局内のキーストリームの、通信している基地局内のキーストリームとの正確な同期を保持し、

第2の基地局から移動局への暗号的にエンコードされたデータビットの流れを中断し、その代わりに、同期情報を高ビットレートチャンネル上に、事前に選択した時間期間の間移動局に対して送信することにより、移動局の第1の基地局から第2の基地局へのハンドオフを示す信号にตอบสนองし、

第2の基地局から移動局に対して同期情報を低ビット

レートチャンネル上に定期的に送信し続け、及び

第2の基地局による同期情報の高ビットレートチャンネル上の送信を中断し、そして第2の基地局から移動局への暗号的にエンコードされたデータビットの送信を再開することによって、再同期が行なわれたことを示す、移動局からの正確にデコード可能な暗号的にエンコードされたデータビットの、第2の基地局による受信、または事前に選択した時間期間の満了のいずれかに応答することから成る、前記方法。

21. 請求項20記載のデジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームの発生を再同期させるための方法において、

ハンドオフ後に、第2の基地局から移動局に同期情報が送信される、前記高ビットレートチャンネルは、高速関連制御チャンネルである、前記方法。

22. 請求項20記載のデジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームの発生を再同期させるための方法において、

基地局から移動局へ同期情報が定期的に送信される前記低ビットレートチャンネルは、低速関連制御チャンネルである、前記方法。

23. 請求項20記載のデジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームの発生を再同期させるための方法において、

前記事前に選択した時間期間は、高ビットレートチャンネル上の非暗号的にエンコードされた同期情報の、事前に選択した送信回数によって、規定される、前記方法。

24. 請求項20記載のデジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームの発生を再同期させるための方法であって、更に、

移動が他の基地局にハンドオフされた、通話設定からの回数を示す、ハンドオフカウンタ内に値を保持し、その値を用いて基地局と移動局との間に送信されるデータビットをエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームビットを変更し、そして同一通話内で2度の同一疑似ランダムキーストリームビットパターンの再使用を防止することを含んでいる、前記方法。

25. デジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームの発生を再同期させるためのシステムであって、

前記基地局から前記移動局に、定期的に同期情報を、

ハンドオフ後に、第2の基地局から移動局に同期情報が送信される、前記高ビットレートチャンネルは、高遠隔制御チャンネルである、前記システム。

27. 請求項25記載のデジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームの発生を再同期させるためのシステムにおいて、

基地局から移動局へ同期情報が定期的に送信される前記低ビットレートチャンネルは、低遠隔制御チャンネルである、前記システム。

28. 請求項25記載のデジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームの発生を再同期させるためのシステムにおいて、

前記事前に選択した時間期間は、高ビットレートチャンネル上の非暗号的にエンコードされた同期情報の、事前に選択した送信回数によって規定される、前記システム。

29. 請求項25記載のデジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームの発生を再同期させるためのシステムであって、更に、

低ビットレートチャンネル上に送信して、各移動局内のキーストリームの、通信している基地局内のキーストリームとの正確な同期を保持する手段と、

第2の基地局から移動局への暗号的にエンコードされたデータビットの流れを中断し、その代わりに、同期情報を高ビットレートチャンネル上に、事前に選択した時間期間の間移動局に対して送信することにより、移動局の第1の基地局から第2の基地局へのハンドオフを示す信号に応答する手段と、

第2の基地局から移動局に対して同期情報を低ビットレートチャンネル上に定期的に送信し続ける手段と、及び

再同期が行なわれたことを示す、移動局からの正確にデコード可能な暗号的にエンコードされたデータビットの、第2の基地局による受信、または事前に選択した時間期間の満了のいずれかに応答して、高ビットレートチャンネル上の同期情報の前記第2の基地局による送信を中断し、そして第2の基地局から移動局への暗号的にエンコードされたデータビットの送信を再開する手段と、から成る、前記システム。

28. 請求項25記載のデジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームの発生を再同期させるためのシステムにおいて、

移動が他の基地局にハンドオフされた、通話設定からの回数を示す、ハンドオフカウンタ内に値を保持し、その値を用いて基地局と移動局との間に送信されるデータビットをエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームビットを変更し、そして同一通話内で2度の同一疑似ランダムキーストリームビットパターンの再使用を防止することを含んでいる、前記システム。

30. デジタル遠隔通信システムの基地局と移動局との間に送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームビットの発生を再同期させるための方法であって、

システム内の基地局の各々の間でデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするために用いられるキーストリームビットの発生を同期させ、

前記基地局から前記移動局へ同期情報を、低ビットレートチャンネル上に定期的に送信して、各移動局内のキーストリームの、それが通信中の基地局内のキーストリームとの正確な同期を保持し、

第2の基地局から移動局への暗号的にエンコードされたデータビットの流れを継続させることによって、移動局の第1の基地局から第2の基地局へのハンドオフを示す信号に応答し、及び

第2の基地局から移動局へ、低ビットレートチャンネル上に同期情報を定期的に送信し続ける、ことから成る、前記方法。

31. デジタル遠隔通信システムの基地局と移動局の間に送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームビットの発生を再同期させるためのシステムであって、

システム内の基地局の各々の間でデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするために用いられるキーストリームビットの発生を同期させる手段と、

前記基地局から前記移動局へ同期情報を、低ビットレートチャンネル上に定期的に送信して、各移動局内のキーストリームの、それが通信中の基地局内のキーストリームとの正確な同期を保持する手段と、

第2の基地局から移動局への暗号的にエンコードされたデータビットの流れを継続させることによって、移動局の第1の基地局から第2の基地局へのハンドオフを示す信号にตอบสนองする手段と、及び

第2の基地局から移動局へ、低ビットレートチャンネル上に同期情報を定期的に送信し続ける手段と、から成る、前記システム。

の確信は、ネットワーク内の加入者と接続するために、主に配線技術に頼っている従来の電話通信ネットワークに固有な限界に、基づくものである。標準的家庭用または事務所用電話は、例えば、壁の引き出し口即ち電話ジャックにある最大長の電話線を介して接続されている。同様に、電線が電話の引き出し口を、電話会社の区間内スイッチング事務所に接続している。したがって、電話ユーザの行動範囲は、電話線の長さだけでなく、動作可能な電話引き出し口、即ち区間内スイッチング事務所と接続された引き出し口の使用可能性によって、制限されることになる。実際、セルラ無線システムの発生は、これらの制限を克服し、電話ユーザに彼の効果的に他の人と通信する可能性を犠牲にすることなく、動き回ったり、または彼の家庭または事務所から移動する自由を与えるという希望に依るところが大きいかもしれない。典型的なセルラ通信システムでは、ユーザ、またはユーザの車両が、比較的小さな無線装置を携帯し、これが基地局と通信し、そしてシステム内の他の移動局及び公衆切り換え式電話ネットワーク(PSTN)内の陸線側とユーザを接続する。

既存のセルラ無線通信システムの重大な不利は、アナログ無線伝送が傍受され得る容易性である。特に、移動局と基地局との間の通信のいくらか或いは全ては、認証なしで、単に通信の単一または複数の周波数に適切な電子式受信機を同調させることによって、モニタすること

ハンドオフ時における暗号化システムの再同期 関連出願に対する参照

本出願は、「デジタルセルラ通信用暗号化システム」と題された係属中の米国特許出願連番第556, 358号、そしてまた「セルラ通信システム用連続暗号同期」と題された係属中の米国特許出願第556, 102号に関連する主題を含んでおり、これらの各々はこれと同一日付に出願され、本発明の譲受人に譲渡されたものである。このような出願及びその中の開示を、以下参照のためにここに組み入れることにする。

発明の背景

発明の分野

本発明はデジタルセルラ通信システムに関し、更に特定すれば、このようなシステムにおけるデータ通信の暗号化のための方法及び装置に関するものである。

従来技術の歴史

セルラ無線通信は、恐らく、全世界の遠隔通信工業において最も急成長している分野である。セルラ無線通信システムは、現在稼働中の遠隔通信システムの小さな断片のみを含むものであるが、この断片は著実に増加し、そう遠くない将来において遠隔通信市場全体の大部分を代表するようになるだろうと、広く信じられている。こ

ができるのである。したがって、このような受信機へのアクセス及び盗聴に興味を有する者はだれでも、意志があれば、そして全く咎めなく、事実上通信のプライバシーを侵害することができてしまう。電子的盗聴を違法とする努力がなされて来たが、このような行動の秘匿性は、盗聴の全てではなくとも殆どが発見されずに済んでしまい、したがって罰せられることも、引止められることもないことを意味する。ある競合者即ち敵が、ある人の表面上は個人的な電話での会話に「同調させる」ことを決心する可能性は、これまでセルラ無線通信システムの急増を妨げ、チェックされないままであり、このようなシステムの実業界及び政府での用途の育成力を脅かし続けるであろう。

最近、未来のセルラ無線遠隔通信システムが、アナログ技術よりむしろデジタルを用いて実施されるであろうことが明確になってきた。デジタルへの切り換えは、主として、システムの速度及び容量に関連する考慮によって、命じられたものである。単一のアナログ、または音声の無線周波数(RF)チャンネルは、4ないし6のデジタルまたはデータの、RFチャンネルを収容することができる。したがって、音声チャンネルを介して伝送する前に対話をデジタル化することによって、チャンネル容量、そして結果的にシステム全体の容量は、音声チャンネルの帯域を増加させることなく、劇的に増加され得るのである。当然の結果として、システムは、大幅に低

いコストで、かなりのより大きな数の移動局を扱うことができる。

アナログからデジタルセルラ無線システムへの切り換えは、基地局と移動局との間の通信の機密性が欠如する可能性をいくらか改善するが、電子的盗聴の危険性は、根絶からはかけ離れている。デジタル信号をデコードし、元の対話を発生できるデジタル受信機を構成することができるからである。アナログ伝送の場合より、ハードウェアはより複雑となり、手間はより高価となるだろうが、デジタルセルラ無線システムにおいて非常に個人的なまたは高度な慎重さを要する会話が第三者によって傍受され、もしかすると用いられてシステムのユーザに損害を与え得る可能性が存続する。更に、電話の会話を第三者が盗聴する実際の可能性が、自動的にセルラ遠隔通信の使用を、特定の政府の用途においては、排除してしまうことになる。特定のビジネスユーザも同様に機密性が欠如する可能性に敏感であるかもしれない。したがって、セルラシステムを従来の電線ネットワークに実行可能な代替物とするためには、通信の機密性が少なくともいくつかの回路上で得られなければならない。

一旦デジタル情報（データ）の送信を、無許可のアクセスから保護するよう決定したなら、データの発起元（送信者）と意図された受け手（受信者）は、情報を暗号化及び暗号解読するための秘密の機構について、同意しなければならない。このような構成は、広く入手可能

であるが、当該送信者と受信者に特定の秘密キーを用いてプログラムできる、特定の暗号化装置を用いるための相互許可を常に必要とする。同意は、しかしながら、暗号化技術及び暗号化装置によって用いられる同期の方法に関する選択も、含まれなければならない。

いくつかの暗号化技術が公知であり、そして従来技術の暗号化装置によって実施されている。「ブロック置換」として知られている、1つのこのような技術では、秘密キービットがデータビットのブロックと混合されて、暗号化されたデータのブロックを生成する。ブロック置換を用いて、単に1つのビットのみが異なるデータビットのブロックが、平均でそれらのビット位置の半分が異なる暗号化されたデータブロックを生成し、その逆が行なわれる。同様に、1つのビット位置でのみ異なる暗号化されたデータブロックが、平均でそれらのビット位置の半分において異なる、暗号解読されたデータブロックを生成する。この形式の暗号化／暗号解読は、暗号化されたデータの送信時に起こり得るビットエラーの影響を拡大しがちであり、したがって、デジタル無線通信に用いるには適切な技術ではない。

別の公知の暗号化技術は、キーストリーム発生器及びモジュラ算術または有限数学に頼っている。複数の秘密キービット及び一連のクロックパルスがキーストリーム発生器に印加され、これがキーストリームと呼ばれる疑似ランダムビットのストリームを発生する。キーストリ

ームビットは、次に、送信側による送信に先立って、ビット毎にデータビットにモジュロ2の加算が行なわれる。受信側によって同一のキーストリーム発生器が用いられ、同一のキーストリームビットを生成し、次にこれが、受信された暗号化データストリームからモジュロ2の減算を施され、元のデータを復元する。この技術を実際に実施するには、送信側と受信側のキーストリーム発生器が同期を取り、受信側で発生されそして暗号化されたデータから減算されたキーストリームが、送信側で発生されそして元のデータに加入されたキーストリームと、調和を取るようにする。

多数の複雑なキーストリームビットを発生し、そして汎用算術及び論理ユニット（ALU）にて実施され得る暗号化技術は、最初に述べた「デジタルセルラ通信用暗号化システム」と題された、保属中の米国特許出願第

号に開示されている。本発明は、暗号化システムの関連はあるが異なる観点、一般的に、R Fリンクを通じて送信されるデータの暗号化及び暗号解読の同期、そして、より具体的には、二重セルラ無線システムにおける、ハンドオフ時の暗号化及び暗号解読の同期に、向けられたものである。

同期の問題に対する種々の対策が、従来技術の暗号化システムにおいて見出すことができる。殆どの暗号化システムでは、同期は、共通の開始状態から特定ビットの発生までのクロックパルス数についての、送信側と受信

側との間の同意として、見られるようである。他の従来技術の暗号化システムは、しかしながら、印加されるクロックパルス数の連続カウントは保持せず、代わりに、1つのフレームの開始時における送信側及び受信側を同一状態に初期化すること、及びその後の同一数のクロックパルスの印加に頼っている。後者の構成の欠点は、特定のフレームの間に送信側及び受信側の同期が外れた場合に、同期を再確立する困難さにある。

更に別の形式の暗号化システムは、既に発生されたキーストリームビット、またはキーストリームビットのブロック数のカウントを保持するカウンタを備えている。このカウンタの出力ビットは、秘密キービットと組み合わせられて、キーストリームを発生する。送信側及び受信側のカウンタが、一定に増分されるので、そしてそれ故デジタル時間／日付クロックの特性を備えているので、このような暗号化システムは、多くの場合タイムオブディ駆動型暗号化システムと呼ばれている。

タイムオブディ駆動型暗号化システムの利点は、受信側カウンタが送信側カウンタとの同期外れに陥り、そしてシステムが受信側に現在の送信側カウンタ値を供給することができる場合、受信側カウンタは、最初に戻ってクロックパルスの全履歴を適用する代わりに、直ちに送信側カウンタ値にリセットされるという事実にある。このようなシステムの困難さは、しかしながら、十分高い頻度で送信側のカウンタ値を供給して、比較的長い時間

の間、送信側のカウンタ値からの受信側カウンタ値の開きが原因として起こるエラーの蓄積を回避することである。

タイムオブディ暗号化システムを同期し、かつ前述のエラーの蓄積を防止するのに用いることができる連続同期技術は、最初に述べた「セルラ通信システム用連続暗号同期」と題された係属中の米国特許出願連番第

号に開示されている。本発明は、二重セルラ無線システム、即ち、暗号化されたデジタル通信トラフィックが基地局から移動局へ、そして移動局から基地局へ、同時に送られる、セルラ無線システムのセル間の通信のハンドオフ時における、暗号化システムの再同期のための方法及び装置を目的としたものである。

セルラ無線システム内のセルの各々は、比較的サイズが小さいので、移動局の1つが1つのセルの外に出て別のセルに移動してしまう可能性は大きい。移動局がセルラシステム中を移動している際、それらが1つのセルの無線適用限度に達し、したがって他のセルによってサービスを受ける方がよい場合がある。確立された通話を1つのセルから別のものへ切り換える過程は、ハンドオフとして知られている。セルラシステムは常に、各移動局を追跡し、そして周囲の基地局の信号強度を定期的に測定することにより、ハンドオフの必要性を評価している。現在移動局にサービスを行なっている基地局の測定した信号強度が、所定レベルより低くなった場合、セルラシ

じる。これは、商業的に別個な、そして多くの場合競争する存在によって運営されている基地局に関して、特に該当することである。ハンドオフに関する問題は、スピーチストリームへの中断を最少にしつつ、新しい基地局におけるカウンタ値をどのようにして確かめるかということである。これについて、カウンタ値に関する限りは、基地局は「マスタ」でなければならないことに、注意されたい。そうでないと、もし移動局がマスタであるとする、各基地局は、基地局によってサービスを受けている各移動局に対して1つの、多数のカウンタ値を保持しなければならないことになる。このように、移動局をマスタに指定すると、タイムシェアリング及びコストを削減したハードウェアの使用が、除外されてしまう。一方、各基地局に単一の全体共通のカウンタ値を有し、これを用いて基地局によってサービスを受けている移動局の全ての同期を取るようにすることが、望ましい。要約すれば、ハンドオフ時に、新しい基地局は、もし必要であれば、移動局のカウンタをリセットするのに用いられる新しいカウンタ値を、移動局に送信しなければならないのである。

暗号化された電話の会話のハンドオフを実行する際の別の実際上の問題は、陸上ネットワークの要素間、例えば、基地局とセルラシステムの運営を調整する移動切り換えセンタ(MSC)との間、の通信における送信遅れによって生じるものである。このような遅れは、新しい

システムは、隣接するセルにおいて別のチャンネルの利用可能性を判断し、そして音声チャンネル上でのスピーチ通信を中断する高速データメッセージ(ブランク及びバーストデータメッセージ)を介して、命令を移動ステーションに送信し、新しいセルにおいて利用可能な周波数に再同調を行なう。移動局はスピーチを無音化し、ブランク及びバーストデータメッセージ内で示された無線チャンネルに同調させる。スピーチ送信は、可動ステーションが新しいチャンネルに同調させた後、再開される。

セルラ無線システムにおける基地局間のハンドオフは、基地局の無線適用範囲における限界以外の理由によっても起こり得るものである。例えば、1つのチャンネル内での過度な妨害、1つの基地局におけるトラフィックの塞がり、またはハンドオフを助言すべき或いは必要とする他の種々の利用によって、ハンドオフが実行されることがある。更に、異なるセルラシステム間で、移動局が1つのセルラシステムの無線適用範囲から別の方の恐らく無関係なセルラシステムに移行する際に、通話を保持するために、ハンドオフが起き得ることに、注意されたい。

セルラシステムにおいて送信がデジタル化されそして暗号化されると、多くの複雑さがハンドオフの過程に導入される。1つの基地局内の暗号化システムのカウンタが、別の基地局の対応するカウンタと完全に同期が外れることがあるという事実から、1つの実用上の問題が生

基地局が新しいカウンタ値の同報通信を始める丁度同じ時刻に、移動局が新しい基地局の周波数に同調させるのを、妨げてしまうことがある。特に、移動局に新しい基地局の周波数に同調させるように命令するブランク及びバーストデータメッセージは、通常MSCによって旧基地局に送られ、そして移動局に中継される。同時に、MSCは、新しい基地局に、新しいカウンタ値の同報通信を開始するように、指図する。しかしながら、MSCと旧基地局との間の通信リンクにおける送信遅れは、MSCと新基地局との間の通信リンクにおける送信遅れと必ずしも同一ではない。例えば、前者の通信リンクは、後者の通信リンクと同数の信号中継器を有していないかもしれない。したがって、移動局が新しい基地局の周波数に同調されてくる時間から、新基地局が新しいカウンタ値の同報通信を開始する時間までに、不確定な期間があり得るのである。

本発明の1つの目的は、移動局を新しい基地局と迅速に再同期させる第1の手段と、第1の迅速手段が再同期を達成するのに失敗した場合再同期を保証する第2の手段を設けることによって、ハンドオフ時にスピーチ即ち音声トラフィックの流れの中断を最小にすることである。ハンドオフ時のスピーチトラフィックの中断は、セルラシステムが夫々の基地局の同期のための機構を備える本発明によって、更に最小化することができる。発明の概要

一観点において、本発明のシステムは、デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムを含んでおり、前記ネットワーク内の第1及び第2の基地局において、あるアルゴリズムにしたがって第1の疑似ランダムキーストリームビットが発生される。基地局において、第1のキーストリームビットは、データストリームを暗号的にエンコードするために基地局から1つの移動局へ送られる通信情報を搬送するデータビットストリームと、そしてデータを通信情報にデコードするために移動局から受信した暗号的にエンコードされたデータストリームと、組み合わせられる。移動局において、前記アルゴリズムにしたがって第2の疑似ランダムキーストリームビットが発生される。前記第2のキーストリームビットは、移動局において、データストリームを暗号的にエンコードするために移動局から基地局に送られる通信情報を搬送するデータビットストリームと、そしてデータを通信情報にデコードするために基地局から受信した暗号的にエンコードされたデータと、組み合わせられる。暗号的にエンコードされたデータは、第1の基地局から移動局へ、及び移動局から第1の基地局へ、高データレートメッセージチャンネル上を送信される。第1及び第2のキーストリームを互いに正確に同期して保持するために、同期情報が、第1の基地局から移動局に低ビットレートチャンネル上を定期的に送信される。第1の基地局から第2の

基地局及び移動局へ、移動局から第2の基地局へのハンドオフを示す命令が送られる。ハンドオフ命令に応答して、非暗号的にエンコードされた同期情報が、高データレート制御チャンネル上を第2の基地局から移動局に、選択された時間間隔の間送信される。前記第2の基地局から移動局に、同期情報が低データレート制御チャンネル上を定期的に送信される。移動局は、高データレート制御チャンネルまたは低データレート制御チャンネルのいずれかに関する第2の基地局からの同期情報を検索し、いずれかの検出時に、第2の基地局の第1の疑似ランダムキーストリームと移動局の第2の疑似ランダムキーストリームとの間の同期を確立して、移動局が暗号的にエンコードされたデータを第2の基地局に送信することを可能とする。第2の基地局から移動局への高データレート制御チャンネル上の非暗号的にエンコードされた同期情報の送信は中断され、そして移動局からの正確にデコード可能な暗号的にエンコードされたデータの第2の基地局による受信、または前記選択した時間期間の満了のいずれかに応答して、暗号的にエンコードされたデータの高データレートメッセージチャンネル上の送信が開始される。

別の観点では、本発明は、デジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームの発生を再同期させるための方

法及びシステムを含んでいる。同期情報が、基地局から移動局に、定期的に低ビットレートチャンネル上を送信されて、各移動局内のキーストリームの、通信している基地局内のキーストリームとの正確な同期を保持する。第2の基地局から移動局への暗号的にエンコードされたデータビットの流れを中断し、その代わりに、同期情報を高ビットレートチャンネル上に、移動局に対して事前に選択した時間期間の間送信することにより、移動局の第1の基地局から第2の基地局へのハンドオフを示す信号が応答される。同期情報は、第2の基地局から移動局に対して低ビットレートチャンネル上を定期的に送信し続けられる。第2の基地局による同期情報の高ビットレートチャンネル上の送信を中断し、そして第2の基地局から移動局への暗号的にエンコードされたデータビットの送信を再開することによって、再同期が行なわれたことを示す、移動局からの正確にデコード可能な暗号的にエンコードされたデータビットの、第2の基地局による受信、または事前に選択した時間期間の満了のいずれかが、応答される。

図面の簡単な説明

次の図面を参照することによって、本発明はよりよく理解され、その多数の目的及び利点は当業者には明白となる。

第1図は、移動切り換えセンタ、複数の基地局及び複数の移動局を含む、セルラ無線通信システムの図式表現

である。

第2図は、本発明のシステムの一実施例にしたがって用いられる移動局の装備の概略ブロック図である。

第3図は、本発明のシステムの一実施例にしたがって用いられる基地局の装備の概略ブロック図である。及び

第4図は、本発明にしたがって構成された二重暗号化システムの概略ブロック図である。

好適実施例の詳細な説明

まず第1図を参照すると、そこには本発明が全体的に関係するタイプの、従来のセルラ無線通信システムが図示されている。第1図において、任意の地理的領域が、複数の連続無線適用範囲、即ちセルC1-C10に分割されたものと、見る事ができる。第1図のシステムは10個のセルのみを含むものとして示されているが、実際にはセル数はそれより遙かに多いことは、明瞭に理解されよう。

セルC1-C10の各々に関連し、その中に配置されているのは、複数の基地局B1-B10の対応する1つとして示された基地局である。基地局B1-B10の各々は、当該技術においてよく知られているように、送信機、受信機及び制御器を備えている。第1図では、基地局B1-B10は、夫々セルC1-C10の中央に配置され、全方向性アンテナを装備されている。しかしながら、セルラ無線システムの別の構成では、基地局B1-B10は、周辺近くに、またそうでなければ、セルC1

—C10の中央から離れて配置されてもよく、全指向的または単一指向的にセルC1—C10を無線信号で照明することができる。したがって、第1図のセルラ無線システムの表現は、例示のみの目的のためのものであり、セルラ無線システムの可能な実施態様における制限として意図されたのではない。

第1図への参照を続けると、複数の移動局M1—M10が、セルC1—C10の中に見出されよう。再び、10台の移動局のみが第1図に示されるが、実用では移動局の実際の数はそれよりかなり大きく、基地局の数を常に超過することが、理解されよう。更に、セルC1—C10のいくつかには、移動局M1—M10が見出されないが、移動局M1—M10がセルC1—C10のいずれか特定の1つに存在するかしないかは、1つのセル内のある位置から別の位置、或いは1つのセルから隣接または近くのセルに徘徊する移動局M1—M10の各々の個々の望みにしたがうものと、理解されよう。移動局M1—M10の各々は、基地局B1—B10の1つ以上、及び移動切り換えセンタMSCを介して、電話通話を開始または受信することができる。移動切り換えセンタMSCは、通信リンク、例えばケーブルによって、例示的な基地局B1—B10の各々及び、図示しない固定公衆切り換え電話ネットワーク(PSTN)、または統合されたシステムデジタルネットワーク(ISDN)設備を備えた同様の固定ネットワークに接続されている。移動

切り換えセンタMSCと基地局B1—B10との間、または移動切り換えセンタMSCとPSTNまたはISDNとの間の関連する接続は、第1図に完全には示されていないが、当業者にはよく知られたものである。同様に、セルラ無線システムには、1つ以上の移動切り換えセンタを備えていること、及び各々の追加した移動切り換えセンタを、異なるグループの基地局及び他の移動切り換えセンタに、ケーブルまたは無線リンクを介して、接続してあることも、公知である。

セルC1—C10の各々を、複数の音声即ちスピーチチャンネルと少なくとも1つのアクセスまたは制御チャンネルとに、割り当てる。制御チャンネルは、それらのユニットへ送信された及びから受信された情報によって、移動局の動作を制御または監督するために、用いられる。このような情報は、移動局が1つのセルの無線適用範囲外に、そして別のセルの無線適用範囲内に移動する際、入来する通話信号、出立する通話信号、ページ信号、ページ応答信号、位置レイスレーション信号、音声チャンネル割り当て、保守指令、及び「ハンドオフ」指令を含むことができる。制御または音声チャンネルは、アナログまたはデジタルモード、またはそれらの組み合わせのいずれかで、動作することができる。デジタルモードでは、音声または制御信号のようなアナログメッセージは、RFチャンネルを通じた送信の前に、デジタル信号表現に変換される。コンピュータによって或いはデジタ

ル化された音声装置によって発生されたもののような、純粋なデータメッセージは、デジタルチャンネルを通じて直接フォーマット及び送信してもよい。

時分割多重(TDM)を用いているセルラ無線システムでは、複数のデジタルチャンネルが、共通のRFチャンネルを共有することができる。RFチャンネルは、一連の「タイムスロット」に分割され、各々異なるデータ源からの情報のバーストを含み、かつガードタイムによって互いに分離されており、更にタイムスロットは、当該技術ではよく知られているように、「フレーム」にグループ化されている。フレーム当たりのタイムスロットの数は、RFチャンネルによって収容されるよう試みられたデジタルチャンネルの帯域に依存して変化する。フレームは、例えば三(3)つのタイムスロットから成り、各々1つのデジタルチャンネルに割り当てられる。ここで論じられる本発明の一実施例では、1フレームは、3つのタイムスロットを含むように、指定されている。しかしながら、本発明の教示は、フレーム当たりいかなる数のタイムスロットを利用しているセルラ無線システムにでも、同等に応用可能であることが、明確に理解されよう。

次に第2図を参照すると、そこには、本発明の一実施例にしたがって使用される移動局の装備の概略ブロック図が示されている。第2図に例示されている装備は、デジタルチャンネルを通じた通信に、用いられるもので

ある。マイクロフォン100によって検出され、移動局による通信に用いられる音声信号は、入力として、スピーチコード101に与えられ、これがアナログ音声信号をデジタルデータビットストリームに変換する。データビットストリームは、次に、デジタル通信の時分割多重アクセス(TDMA)技術にしたがって、データパケット即ちメッセージに分割される。高速関連制御チャンネル(FACCH)発生器102は、制御または監督メッセージを、セルラ無線システム内の基地局と交換する。従来のFACCH発生器は、「ブランクアンドバースト」状に動作し、これによって、ユーザフレームのデータが無音化され、FACCH発生器102によって発生された制御メッセージが高速度で送信される。

FACCH発生器102のブランクアンドバースト動作とは対照的に、低速関連制御チャンネル(SACCH)発生器103は、連続的に制御メッセージを基地局と交換する。SACCH発生器の出力は、固定バイト長、例えば、12ビットを割り当てられ、そしてメッセージ列(フレーム)内に各タイムスロットの一部として含まれる。チャンネルコード104、105、106は、スピーチコード101、FACCH発生器102及びSACCH発生器103に、夫々接続されている。チャンネルコード104、105、106の各々は、スピーチコード内の重要なデータビットを保護する畳み込みエンコーディングの技術と、7ビットのエラーチェックを計算

するために、スピーチコードフレーム内の最上位ビット、例えば12ビットが用いられるサイクリックリダンダンシチェック(CRC)を用いて入来データを操作することによって、エラー検出及び回復を行なう。

再び第2図を参照して、チャンネルコード104、105は、デジタル化した音声メッセージの、FACCH監督メッセージとの時分割多重化のために用いられる、マルチプレクサ107に接続されている。マルチプレクサ107の出力は、2-バーストインターリーブに結合されており、これが、移動局によって送信される各データメッセージ(例えば、260ビットを含むメッセージ)を、2つの連続タイムスロットに配置された2つの同等であるが別個の部分(各部分は130ビットを含む)に分割する。このようにして、レイリー(Rayleigh)フェーディングの劣化効果を大幅に減少させることができる。2-バーストインターリーブ108の出力は、入力として、モジュロ2加算器109に与えられ、ここで、送信すべきデータは、以下に記載する本発明のシステムにしたがって発生される、疑似ランダムキーストリームとの論理的モジュロ2の加算によって、ビット毎に暗号化される。チャンネルコード106の出力は、入力として、22-バーストインターリーブ110に与えられる。22-バーストインターリーブ110は、SACCHデータを、22個の連続タイムスロットに分割するが、各々は12バイトの制御情報から成る

TIAS-54によって指定されたタイムスロットフォーマットにしたがって統合された合計324ビットに対する12の区切りビットから成る、一連のメッセージバーストを発生する。

メッセージバーストの各々は、先に論じたように、1つのフレームに含まれる3つのタイムスロットの1つの中で送信される。バースト発生器111は、イコライザ113に接続され、これは1つのタイムスロットの送信を、他の2つのタイムスロットの送信と同期させるのに必要なタイミングを与える。イコライザ113は、基地局(マスタ)から移動局(スレーブ)に送られるタイミング信号を検出し、それによってバースト発生器111を同期させる。イコライザ113は、TI及びDVCCの値をチェックするために用いることもできる。バースト発生器111は、20msのフレームカウンタ114にも接続されており、これは、20ms毎、即ち送信されるフレーム毎に、移動局によって印加される暗号化コードを更新するのに用いられる。暗号化コードは、数学アルゴリズムを用い、各移動局に対して唯一であるキー116の制御の下に、暗号化ユニット115によって発生される。このアルゴリズムは、本発明にしたがって、そして更に以下に論ずるように、疑似ランダムキーストリームを発生するのに用いることができる。

バースト発生器110によって生成されたメッセージバーストは、RF変調器117に、入力として与えられ

1バイトによって占められている。インターリーブされたSACCHデータは、バースト発生器111への入力の1つを形成する。バースト発生器111への別の入力には、モジュロ2加算器109の出力によって与えられる。バースト発生器111は、データの「メッセージバースト」を生成するが、各々は、以下に更に説明するように、タイムスロット識別子(TI)、デジタル音声カラーコード(DVCC)、制御または監督情報、及び送信すべきデータを含んでいる。

1フレーム中のタイムスロットの各々にて送信されるのは、タイムスロットの識別及び受信機の同期に用いられるタイムスロット識別子(TI)と、適切なチャンネルがデコードされていることを保証するデジタル音声カラーコード(DVCC)である。本発明のフレーム例では、1組の3つの異なる28ビットのTIが、各タイムスロットに対して1つ定義され、一方、同一の8ビットDVCCが3つのタイムスロットの各々の中で送信される。TI及びDVCCは、第2図に示すように、バースト発生器111に接続された同期語/DVCC発生器112によって、移動局内に与えられる。バースト発生器111は、モジュロ2加算器109、22-バーストインターリーブ110及び同期語/DVCC発生器112の出力を組み合わせて、各々データ(260ビット)、SACCH情報(12ビット)、TI(28ビット)、コード化されたDVCC(12ビット)、及びEIA/

RF変調器117は、 $\pi/4$ -DQPSK技術($\pi/4$ シフトされた、差動的エンコード直角位相シフトキー)にしたがって、搬送波周波数を変調するために用いられる。この技術の使用は、移動局によって送信される情報は、差動的にエンコードされる、即ち、2つのビットシンボルが、位相の4つの可能性のある変化、+または $-\pi/4$ 及び+または $-\pi/3$ 、として、送信されることを暗示している。選択された送信チャンネルに対する搬送波周波数は、送信周波数合成器118によって、RF変調器117に供給される。RF変調器117のバースト変調された搬送波信号出力は、出力増幅器119によって増幅され、そしてアンテナ120を介して、基地局に送信される。

移動局は、受信機122に接続されているアンテナ121を介して、基地局からのバースト変調された信号を受信する。選択された受信チャンネルに対する受信機搬送波周波数は、受信周波数合成器123によって発生され、RF復調器124に供給される。RF復調器124は、受信した搬送波信号を中間周波数信号に復調するのに用いられる。この中間周波数信号を、更にIF復調器125によって復調し、 $\pi/4$ -DQPSK変調の前に存在していたような元のデジタル情報を復元する。このデジタル情報は、次にイコライザ113を通して、シンボル検出器126に渡し、イコライザ114によって与えられたデジタルデータの2-ビットシンボルフォーマット

トを、単一ビットのデータストリームに変換する。

シンボル検出器126は、2つの別個の出力、即ち、デジタル化されたスピーチデータとFACCHデータとから成る第1の出力と、SACCHデータから成る第2の出力とを、生成する。第1の出力は、2-バスストディンターリーバ128に接続されているモジュロ-2加算器127に供給される。モジュロ-2加算器127は、暗号化ユニット115に接続されており、データを暗号化するために基地局内の送信機によって用いられ、かつ以下に記載する本発明の教示にしたがって発生されたのと同じ疑似ランダムキーストリームを、ビット毎に、減算することによって、4つの暗号化され送信されたデータを暗号解読するのに用いられる。モジュロ-2加算器127及び2-バスストディンターリーバ128は、2つの連続したフレームのデジタルデータから得られた情報を組み立てそして再構成することによって、スピーチ/FACCHデータを再構築する。2-バスストディンターリーバ128は、2つのチャンネルデコード129、130に結合されており、これらはコード化と逆の過程を用いて畳み込み状にエンコードされたスピーチ/FACCHデータをデコードし、サイクリックリダンダンシチェック(CRC)ビットをチェックして、エラーが発生していないか判断する。チャンネルデコード129、130は、一方でスピーチデータ、そして他方でいずれかのFACCHデータ間の相違を検出し、スピーチ

データ及びFACCHデータを、スピーチ検出器131及びFACCH検出器132に、夫々差し向ける。スピーチ検出器131は、チャンネルデコード129によって供給されたスピーチデータを、スピーチコードアルゴリズム、例えばVSELPにしたがって処理し、そして基地局によって送信され移動局によって受信されたスピーチ信号を表わすアナログ信号を発生する。次に、フィルタ処理技術を用いて、スピーカ133による同報通信に先立って、前記アナログ信号の品質を高めることもできる。FACCH検出器132によって検出されたいかなるFACCHメッセージも、マイクロプロセッサ134に送られる。

シンボル検出器126の第2の出力(SACCHデータ)は、2-バスストディンターリーバ135に供給される。2-バスストディンターリーバ135は、22の連続フレームにわたって広げられたSACCHデータの再組み立て及び再構成を行なう。2-バスストディンターリーバ135の出力は、入力として、チャンネル検出器136に与えられる。FACCHメッセージは、SACCH検出器137によって検出され、制御情報がマイクロプロセッサ134に転送される。

マイクロプロセッサ134は、移動局の活動、及び移動局と基地局との間の通信を制御するものである。基地局から受信したメッセージにしたがって、マイクロプロセッサ134によって決定が行なわれ、そして移動局に

よって測定が行なわれる。マイクロプロセッサ134は、端末キーボード入力及び表示出力ユニット138も、備えている。キーボード及び表示ユニット138は、移動局のユーザが、基地局と情報を交換できるようにするものである。

次に、第3図を参照すると、本発明にしたがって用いられる基地局の装備の概略ブロック図が示されている。第2図に示された移動局の装備を、第3図に示された基地局機器と比較すると、移動局及び基地局によって用いられている装備の多くは、構造及び機能において、実質的に同一であることが、示される。このような同一の装備は、便宜上そして一貫性のために、第2図に関連して用いたものと同一の参照番号を第3図に付するが、第3図ではダッシュ(′)を付加えることによって、区別することにする。

しかしながら、移動局と基地局装備との間には幾らかの細かい相違がある。例えば、基地局は、1本のみではなく、2本の受信アンテナ121′を有する。受信アンテナ121′の各々に関連するのは、受信機122′、RF復調器124′、そしてIF復調器125′である。更に、基地局は、プログラマブル周波数組み合わせ器(combiner)118A′を備えており、これは送信周波数合成器118′に接続されている。周波数組み合わせ器118A′と送信周波数合成器118′は、適用可能なセルラ周波数再使用計画にしたがって、基地

局によって用いられるRFチャンネルの選択を遂行する。基地局は、しかしながら、移動局にあるユーザキーボード及び表示ユニット138に類似したユーザキーボード及び表示ユニットを備えていない。しかし、これは、2つの受信機122′の各々から受信した信号を測定するため、そしてマイクロプロセッサ134′に出力を与えるために接続された信号レベルメータ100′を備えている。移動局と基地局との間の装備におけるその他の相違も存在するが、それは当該技術ではよく知られたものである。

これまでの議論は、本発明のシステムの動作環境に焦点を当てたものであった。本発明の一特定実施例の具体的な説明が続く。先に開示し、以後用いられるように、「キーストリーム」という用語は、例えば、RFチャンネルのような、送信または媒体への記憶に先立ってデジタル的にエンコードされた、無許可のアクセスを受けやすい、メッセージまたはデータ信号を暗号化するのに用いられる疑似ランダムな一連の二進ビットまたはビットブロックを意味する。「キーストリーム発生器」は、複数のビットから成る秘密キーを処理することによって、キーストリームを発生する装置を意味する。暗号化は、単に、キーストリームの暗号化されるデータへのモジュロ-2加算によって、実行することができる。同様に、暗号解読は、暗号化されたデータからのキーストリームの同一コピーのモジュロ-2減算によって実行される。

以下に続く説明において、用語「暗号化」、「暗号的エンコード」、「暗号化」及び「スクランブル」、並びにその派生語は、相互交換可能に用いられる。

総じて言えば、キーストリーム発生器は、夫々第2及び第3図の要素115及び115'によって表わされる、比較的小数の秘密ビット、即ち要素116及び116'で表わされる秘密キーを、送信（または記憶）に先立ってデータメッセージを暗号化するのに用いられる、かなり大きな数のキーストリームビットに拡張する機構を提供するものである。エンコードされたメッセージを暗号解読するには、受信機は、そのメッセージを暗号化するのに用いられたキーストリームビットへのインデックスを「知って」いなければならない。言い換えれば、受信機は、同一キーストリーム発生器を有し送信機と同一キーストリームビットを生成するのみならず、メッセージを適切にデコードする場合、受信機のキーストリーム発生器を送信機のキーストリーム発生器と同期して動作させなければならない。通常、同期は、キーストリームビットの発生に参加したビット、ブロックまたはメッセージカウンタのような、内部メモリ素子毎の内容を、エンコーディングシステムからデコーディングシステムまで定期的に送信することによって、達成される。しかしながら、同期は、二進カウンタのような算術的ビットブロックカウンタを用い、キーストリームビットの新しいブロックが生成される毎にそれらのカウンタをある量だけ

増分することにより、簡素化することができる。このようなカウンタは、リアルタイム、即ち、時間、分、秒、のクロックチェーンの一部を形成することができる。後者の形式のカウンタに頼るキーストリーム発生器は、先に引用した、「タイムオブデイ」駆動型キーストリーム発生器として知られている。

一般的に、本発明は二重暗号キーストリーム発生器を用いて、基地局の移動局への方角または移動局の基地局への方角のいずれかの同期が、別の方向の同期も確立するようにしたものである。ハンドオフの場合、迅速第1再同期手段が、一方向のみ、例えば、基地局から移動局への音声チャンネルを一時的に停止して、同期情報、例えば、新基地局のカウント値を、このような一方向に送信する。第1再同期手段は、同期情報を送信するのを中止し、そして成功した再同期の指示、例えば、移動局からの正確に暗号化されたスピーチの受信が、他方向で検出されたら直ちに、音声チャンネルのこのような一方向を開放する。そして、このような一方向のスピーチトラフィックの送信が、成功した再同期のこのような検出の後に、再開される。成功した再同期が行なわれたが他方向への送信不良によって検出されていない場合に、このような一方向を同期情報の連続送信で占領してしまうことを回避するために、第1迅速同期手段がそのような一方向を中止する時間長に、上限が設定される。このような時間長（タイムアウト）は、ネットワークの遅れの不

確実性にも拘わらず、少なくとも1回の同期情報送信を受信するに十分な程長く、移動局が新基地局に同調してあることを保証するのに、十分なものである。タイムアウト後、再同期情報が、第2の再同期手段によって、より遅い速度で、トラフィックデータと多重化される低速関連制御チャンネル（SACCH）のビットストリームを通じて、与えられる。

次に第4図を参照すると、そこには本発明にしたがって構成された二重暗号化システムの概略ブロック図が示されている。第4図に示される暗号化システムは、音声チャンネルの両方向、即ち基地局の移動局への方角及び移動局の基地局への方角への、スピーチトラフィックの暗号化及び暗号解読に用いられるものである。キーストリーム発生器201、202は、夫々移動局と基地局とにおいて、2N個の疑似ランダム出力ビット（キーストリーム）を生成する。疑似ランダムビットは、複数の固定ビットと、2Nビットの各ブロック生成後に変化する複数の可変ビットとの関数である。固定ビットは、例えば、秘密キー215のビットから成るものとすることができる。可変ビットは、ブロックカウンタ207、208の状態値からなるものとすることができるが、より一般的には、夫々キーストリーム発生器201、202内のフリップフロップ即ち内部メモリ素子のいくつかまたは全ての状態値から成るものとすることができる。通信リンクの一端、例えば基地局では、2Nビットのブロッ

クの最初のN疑似ランダムビットが暗号化に用いられ、一方2番目のN疑似ビットが暗号解読に用いられる。他端、例えば、移動局では、使用法が逆転する、即ち、最初のNビット（1からN）が暗号解読に用いられ、そして2番目のNビット（N+1から2N）が暗号化に用いられる。

暗号化及び暗号解読は、通信リンクの一端では、夫々モジュロ-2加算器203、206において、そして、他端では夫々モジュロ-2加算器205、204において、キーストリームビットの一連のメッセージ即ちFACCHビットへのビット毎のモジュロ-2の加算によって、実行される。モジュロ-2加算器203、204、205、206の各々は、複数の排他的オア（XOR）ゲートから構成することができる。モジュロ-2の加算及びモジュロ-2の減算は、同一の演算なので、送信側で暗号化用に用いられる同一キーストリームの受信側での2度めの加算で、元のメッセージ即ちFACCHビットを復元する。このようなビット毎の暗号化/暗号解読技術は、誤って受信されたビットが、暗号解読後に結果として1ビットのエラーのみが生じるという点において、無線通信のエラーに対する耐性の増加を示すものである。特定の暗号化/暗号解読技術は、しかしながら、本発明の動作と一体ではなく、例えば、メッセージ即ちFACCHビットが送信された信号に含まれる順序、即ち置換（transposition）を制御するために、キ

ーストリームビットが同等に用いられてもよい。同様に、モジュロ-2の加算と置換技術との組み合わせは、本発明の教示から逸脱することなく、用いることができる。第4図に示した構成物の多くのものが同様に第1-3図にも示されており、第4図に関連して論じていないが、それらの動作及び機能は先に既に述べられていることに気付かれよう。

移動局の旧基地局から新基地局へのハンドオフの間、旧基地局は、先に論じたように、移動局にハンドオフ命令を送る。ハンドオフ命令は、新基地局を認識し同調するために移動局によって用いられる、関連する周波数またはタイムスロット数のような、ある識別情報を含んでいる。ハンドオフ命令を受信すると、移動局は、新基地局の周波数またはタイムスロットに同調する。いくつかの従来技術のシステムでは、移動局も、直ちに新基地局の周波数またはタイムスロットを通じて送信を開始し、これによって旧基地局との全ての接触を断絶する。いかなる場合でも、ハンドオフの終了時には、移動局は新基地局からの送信を受信し、かつ新基地局の周波数で送信する用意ができています。同様に、新基地局は、移動局に送信し、かつそこからの送信を受信する用意ができています。

セルラシステムが、新及び旧基地局のキーストリーム発生器が同期していること、例えば、新基地局のブロックカウンタの値が旧基地局のブロックカウンタの値と同

一であることを保証する同期機構を備えていないと、移動局のキーストリーム発生器は、ハンドオフに続く新基地局のキーストリーム発生器との同期が外れてしまう。このような場合に、そして本発明にしたがって同期を回復するには、新基地局は、同期情報、例えば、新基地局内のブロックカウンタの現在値を、第2-3図に関連して既に論じたブランク及びバースト法で、高速関連制御チャンネル(FACH)のような高データレート制御チャンネルを通じて、移動基地に送信する。同期情報は、暗号化されずに送信されるので、暗号同期がなくても移動局はそれを理解し、そしてそれに基づいて行動することができる。加えて、新基地局は、これも第2-3図に関連して論じたより遅い副多重化したSACCHのような、低データレート制御チャンネルに関する同一同期情報を、同時に送信する。移動局は、同期情報送信用のFACH及びSACCHを走査し、いずれかを検出した時に、同期情報を用いて移動局のキーストリーム発生器を再同期させ、例えば、移動局のブロックカウンタの値を更新する。移動局は、その後、正確に暗号化されたメッセージ及び/またはFACHトラフィックを、高データレートメッセージチャンネルを通じて新基地局に送信することができる。移動局からの正確に暗号化されたトラフィックの受信を検出した時、基地局はFACHを通じての暗号化されていない同期情報の送信を中止し、暗号化されたメッセージまたはFACHトラフィック

の送信を、既にこのようなトラフィックを暗号解読することができる移動局に対して開始する。このようにして、基地局と移動局との間の二重通信リンクが再確立される。

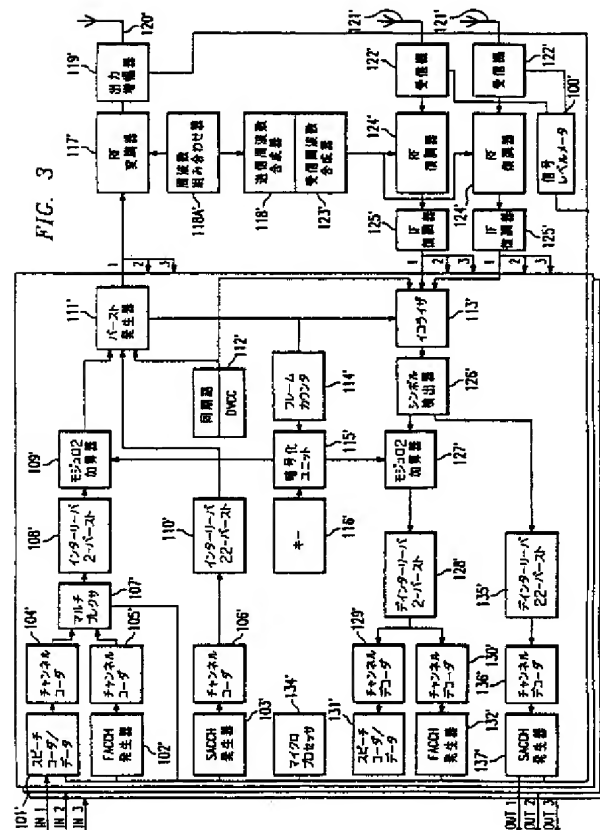
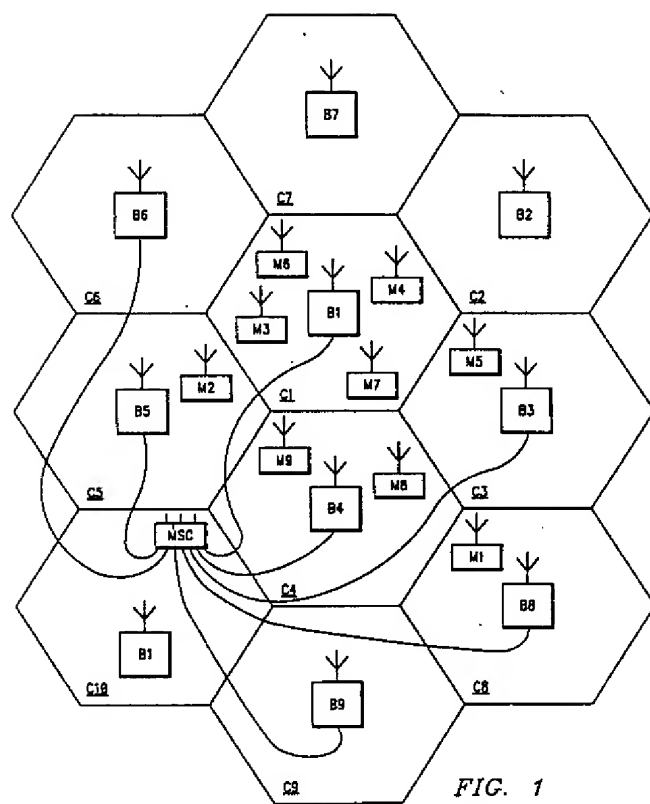
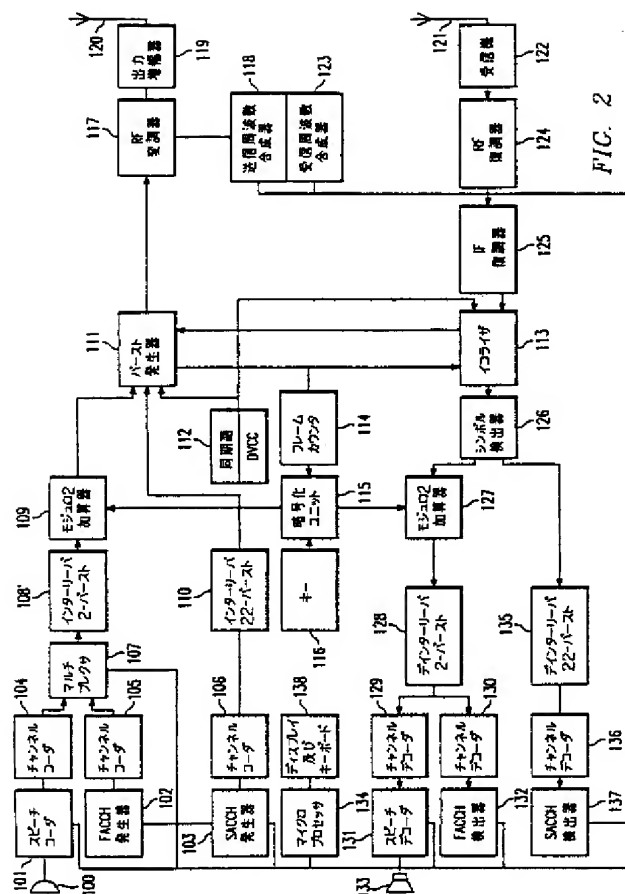
いずれかの理由、例えば、逆チャンネル、即ち、移動局の基地局への方向、のみに存在する干渉のために、移動局から基地局への正確に暗号化されたトラフィックの検出が遅れたとすると、ブランク及びバーストFACH送信フォーマットがスピーチを無音化し、両方向でトラフィックの流れを中断させてしまうので、順チャンネル、即ち、基地局から移動局がFACHを通じて同期信号を渡然と続けることは、望ましくない。結果的に、同期情報の何回かのFACH送信の後(タイムアウト期間)、基地局は、本発明によれば、それ以上の同期情報のFACH送信を中止し、そして暗号化されたメッセージまたはFACHトラフィックの送信を再開する。スピーチトラフィックの中断を最少化するという望みの他に、後者の方法を支援する別の理由がある。第1に、移動局から新基地局の方向における潜在的な遅れのために、同期情報がFACHを通じて移動局によって受信されているが、移動局からの適切に暗号化された送信が遅れているという可能性が存在するからである。第2に、同期情報のFACH送信をし損ねたとしても、移動局の再同期は、しかしながら、同一同期情報のSACCH送信によって、達成できるからである。

タイムアウトの長さは、個々の状況に適合するように

選択的に変更することができるネットワークのパラメータであることは、認められよう。セルラシステムが全ての基地局全体の同期を保証する同期機構を備えているような極端な場合には、FACHを通じての同期情報の送信は不要である、即ち、タイムアウト長はゼロとなり、そしてトラフィックの中断は、絶対的な最少に保持されるであろう。

基地局が互いに同期していない一般的な場合では、本発明によるハンドオフ及び再同期の際、移動局のキーストリーム発生器が以前の状態にリセットされる、例えば、移動局のブロックカウンタがリセットされることは、起こり得ることである。以前に用いたキーストリームのパターンの繰り返しを防止するために、ハンドオフカウンタを、基地局及び移動局の各々に備えてもよい。このハンドオフカウンタは、通話の設定時に初期化され、各ハンドオフによって増分される。ハンドオフカウンタの出力は、生成された出力ビット列が各々別のカウンタ値と全く異なるようにして、入力としてキーストリーム発生器に与えられる。これまでの説明は、本発明のある特定の実施例を示したに過ぎない。しかしながら、当業者は、本発明の精神及び範囲から実質的に逸脱することなく、多くの修正及び変更が可能であることを認めるであろう。したがって、ここに述べた本発明の形式は単に一例であって、以下の特許請求の範囲に規定された本発明の範囲に対する限定として意図したものではないことは、明確

に理解されよう。



手続補正書

平成5年9月21日

特許庁長官殿

1. 事件の表示

平成3年特許願第516019号

2. 発明の名称

ハンドオフ時における暗号化システムの再同期

3. 補正をする者

事件との関係 特許出願人

名称 エリクソン ジーイー モービル
コミュニケーションズ インコーポレイテッド

4. 代理人

居所 〒100東京都千代田区大手町二丁目2番1号
新大手町ビルディング331

電話(3211)3851(代表)

氏名 (6669) 浅井 才 告白

5. 補正により減少する請求項の数

7

6. 補正の対象

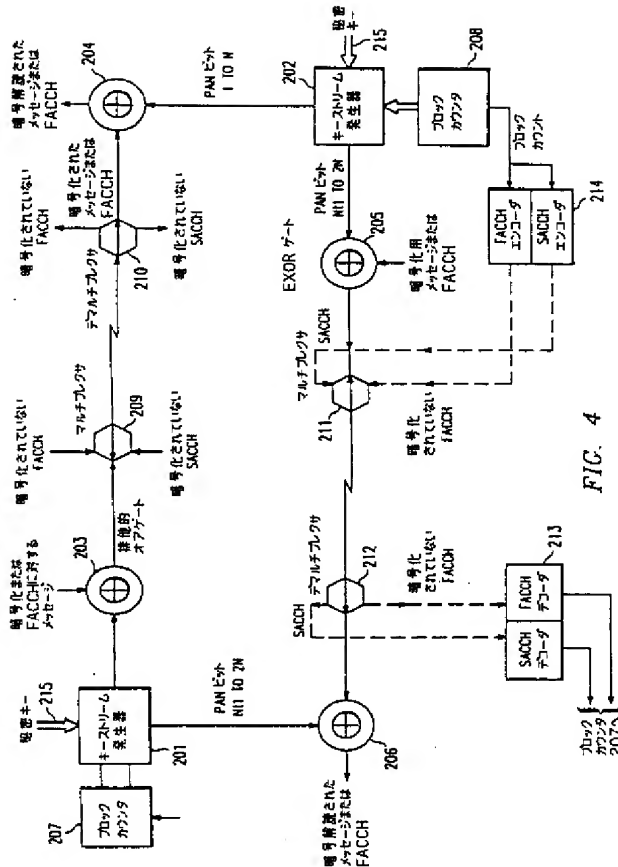
明 細 書
請 求 の 範 囲

7. 補正の内容

別紙のとおり

8. 添付書類の目録

同時に出願審査請求書を提出してあります。



1. 請求の範囲を別紙の通り補正する。
2. 明細書を次の通り補正する。
 - (1) 明細書第1頁第7行の「556, 358」を「07/556, 358」に補正する。
 - (2) 明細書第1頁第9行の「556, 102」を「07/556, 102」に補正する。
 - (3) 明細書第6頁第15～16行の「第号」を「第07/556, 358号」に補正する。
 - (4) 明細書第8頁第7～8行の「第号」を「第07/556, 102号」に補正する。
 - (5) 明細書第17頁第18行の「レイストレーション」を「登録」に補正する。
 - (6) 明細書第18頁第14行の「三(3)」を「3」に補正する。
 - (7) 明細書第20頁第18～19行の「以下に記載する本発明のシステムにしたがって発生される」を「上記の関連米国特許出願「デジタルセルラ通信暗号化システム」に記載されたシス

- テムにしたがって発生され得る」に補正する。
- (8) 明細書第21頁第7行の「音声」を「確認」に補正する。
 - (9) 明細書第21頁第13行の「音声」を「確認」に補正する。
 - (10) 明細書第22頁第2行の「統合された」を「統合されることのできる」に補正する。
 - (11) 明細書第22頁第21～22行の「本発明にしたがって、そして更に以下に論ずるように」を「関連米国特許出願「デジタルセルラ通信暗号化システム」に記載されたシステムにしたがって」に補正する。
 - (12) 明細書第22頁第24行の「110」を「111」に補正する。
 - (13) 明細書第23頁第1行の「/4-」を「 $\pi/4$ 」に補正する。
 - (14) 明細書第23頁第1行の「(/4)」を「 $\pi/4$ 」に補正する。
 - (15) 明細書第23頁第7行の「/4」を「 $\pi/4$ 」に補正する。

- (16) 明細書第23頁第7行の「3/3」を「 $3\pi/4$ 」に補正する。
- (17) 明細書第23頁第21行の「/4」を「 $\pi/4$ 」に補正する。
- (18) 明細書第24頁第9～11行の「用いられ、かつ以下に記載する本発明の教示にしたがって発生されたのと同じの」を「用いられる」に補正する。
- (19) 明細書第24頁第12行の「4つの」を削除する。
- (20) 明細書第25頁第19行の「FACCH」を「SACCH」に補正する。
- (21) 明細書第27頁第25行の「実行される」を「実行されても良い」に補正する。
- (22) 明細書第30頁第22～23行の「内の」を「に関連する」に補正する。

ムのビットを、データストリームを暗号的にエンコードするために前記移動局から前記第1の基地局へ送られるべき通信情報を搬送する前記データストリームのビットと組み合わせ、また、前記データを通信情報にデコードするために前記第1の基地局から受信した暗号的にエンコードされたデータのストリームと組み合わせる段階と、

暗号的にエンコードされたデータを、前記第1の基地局から前記移動局へ、また、前記移動局から前記第1の基地局へ、高データレートメッセージチャンネル上で送信する段階と、

前記第1及び第2のキーストリームを互いに同期させるために、同期情報を、前記第1の基地局から前記移動局へ、低データレート制御チャンネル上で周期的に送信する段階と、

第2の基地局に対する前記移動局のハンドオフを示す命令を、前記第1の基地局から前記移動局へ送る段階と、

前記第2の基地局において、前記アルゴリズムに従って第3の疑似ランダムキーストリームのビ

(請求項25から31までを削除する。)

『 請求の範囲

1. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおいて、

前記ネットワーク内の第1の基地局において、あるアルゴリズムに従って第1の疑似ランダムキーストリームのビットを発生する段階と、

前記第1の基地局において、前記第1のキーストリームのビットを、データストリームを暗号的にエンコードするために前記第1の基地局から1つの移動局へ送られるべき通信情報を搬送する前記データストリームのビットと組み合わせ、また、前記データを通信情報にデコードするために前記移動局から受信した暗号的にエンコードされたデータのストリームと組み合わせる段階と、

前記移動局において、前記アルゴリズムに従って第2の疑似ランダムキーストリームのビットを発生する段階と、

前記移動局において、前記第2のキーストリー

ットを発生する段階と、

前記ハンドオフ命令にตอบสนองして、前記第2と第3のキーストリームを互いに同期させるために、非暗号的にエンコードされた同期情報を、前記第2の基地局から前記移動局に、高データレート制御チャンネル上で、選択された時間間隔の間、送信する段階と、

前記第2と第3のキーストリームを互いに同期させるために、同期情報を、前記第2の基地局から前記移動局に、低データレート制御チャンネル上で周期的に送信する段階と、

前記移動局において、前記第2の基地局からの同期情報を、前記高データレート制御チャンネルまたは前記低データレート制御チャンネルのいずれか上で検索し、いずれかの検出時に、前記移動局の第2の疑似ランダムキーストリームを前記第2の基地局の前記第3の疑似ランダムキーストリームに同期させる段階と、

前記第2の基地局から前記移動局への前記高データレート制御チャンネル上の非暗号的にエンコ

ードされた同期情報の送信を中断し、前記移動局からの正確にデコード可能な暗号的にエンコードされたデータの前記第2の基地局による受信、または前記選択された時間間隔の満了のいずれかに応答し、暗号的にエンコードされたデータの高データレートメッセージチャンネル上の送信を開始する段階と、

を含んでいる前記方法。

2. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおける、請求項1記載の方法において、

前記高データレート制御チャンネルは、高速関連制御チャンネルであり、

前記低データレート制御チャンネルは、低速関連制御チャンネルである、

前記方法。

3. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおける、請求項1記載の方法において、

前記事前に選択された時間間隔は、前記高デー

3の疑似ランダムキーストリームの内の一つを発生する前記段階の各々は、ハンドオフカウンタ内に記憶された値を保持し、前記疑似ランダムキーストリームの内の一つを前記カウンタに記憶されている値の関数として発生し、前記移動局への通話設定的に前記カウンタ内に記憶されている値を初期化し、そして通話の間に該移動局が新しい基地局に対してハンドオフされる毎に、前記カウンタ内に記憶されている値を増分することを含んでいる、

前記方法。

6. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおける、請求項1記載の方法において、

前記第1及び第2の基地局の内の一つから前記移動局へ前記低データレート制御チャンネル上で周期的に同期情報を送信する前記段階の各々は、それへの暗号的にエンコードされたデータの前記送信を、前記情報に散在させることを含んでいる、前記方法。

タレート制御チャンネル上の非暗号的にエンコードされた同期情報の、事前に選択された送信回数によって規定される、

前記方法。

4. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおける、請求項1記載の方法において、

それぞれ前記第1及び第2の基地局における前記第1及び第3の疑似ランダムキーストリームが互いに同期するとき、前記第2の基地局から前記移動局への、前記高データレート制御チャンネル上の非暗号的にエンコードされた同期情報の送信を中断し、暗号的にエンコードされたデータの前記高データレートメッセージチャンネル上の送信を開始する段階をさらに含んでいる、

前記方法。

5. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおける、請求項1記載の方法において、

前記アルゴリズムに従って前記第1、第2、第

7. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおける、請求項1記載の方法において、

前記アルゴリズムに従って前記第1、第2、第3の疑似ランダムキーストリームの内の一つを発生する前記段階の各々は、レジスタ内に多ビットデジタル値を記憶して、前記キーストリームの内の前記一つを前記レジスタ内に記憶した値の関数として発生することを含み、

前記第1及び第2の基地局の内の一つから前記移動局へ同期情報を周期的に送信する前記段階の各々は、前記基地局の内の前記一つのレジスタ内に記憶してある値を前記移動局に送信して、前記移動局のレジスタ内に記憶してある値と比較し、前記基地局の内の前記一つと前記移動局において発生したキーストリームが互いに同期しているか否かを判断することを含んでいる、

前記方法。

8. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信

システムにおける、請求項1記載の方法において、

前記第1、第2、第3の疑似ランダムキーストリームのビットは、その順序を変えるための情報を搬送する前記データストリームのビットと、及び、その元の順序を復元するための前記暗号的にエンコードされたデータのストリームと組み合わせられる、

前記方法。

9. デジタルセルラ遠隔通信ネットワーク内で暗号的にエンコードされたデータを用いた二重通信システムにおける、請求項1記載の方法において、

前記第1、第2、第3の疑似ランダムキーストリームのビットは、情報を搬送する前記データストリームのビットとモジュロ2の加算により、及び、前記暗号的にエンコードされたデータのストリームとモジュロ2の減算により組み合わせられる、前記方法。

10. デジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いら

ードされたデータビットの送信を再開することによって、再同期が行われたことを示す前記移動局からの正確にデコード可能な暗号的にエンコードされたデータビットの前記第2の基地局による受信、または、前記事前に選択された時間間隔の満了のいずれかに応答する段階と、

を含んでいる前記方法。

11. デジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームのビットの発生を再同期させるための、請求項10記載の方法において、

ハンドオフ後に、前記第2の基地局から前記移動局へ同期情報が送信される前記高ビットレートチャンネルは、高速関連制御チャンネルである、前記方法。

12. デジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームのビットの発生を再同期させ

るキーストリームのビットの発生を再同期させるための方法であって、

前記基地局から前記移動局に、周期的に同期情報を、低ビットレートチャンネル上で送信して、各移動局内のキーストリームの、通信している基地局内のキーストリームとの正確な同期を保持する段階と、

前記第2の基地局から前記移動局への暗号的にエンコードされたデータビットの流れを中断し、その代わりに、同期情報を高ビットレートチャンネル上で、事前に選択した時間間隔の間に前記移動局に対して送信することにより、第1の基地局から第2の基地局への移動局のハンドオフを示す信号に応答する段階と、

前記第2の基地局から前記移動局に対して同期情報を低ビットレートチャンネル上で周期的に送信し続ける段階と、

前記第2の基地局による同期情報の高ビットレートチャンネル上の送信を中断するとともに前記第2の基地局から前記移動局への暗号的にエンコ

るための、請求項10記載の方法において、

前記基地局から前記移動局へ同期情報が周期的に送信される前記低ビットレートチャンネルは、低速関連制御チャンネルである、

前記方法。

13. デジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームのビットの発生を再同期させるための、請求項10記載の方法において、

前記事前に選択された時間間隔は、前記高ビットレートチャンネル上の非暗号的にエンコードされた同期情報の、事前に選択された送信回数によって規定される、

前記方法。

14. デジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームのビットの発生を再同期させるための、請求項10記載の方法において、

通話が設定されてから各移動局が一つの基地局からもう一つの基地局へハンドオフされた回数を示す値をハンドオフカウンタ内に保持する段階と、

その値を用いて前記基地局と前記移動局との間で送信されるデータビットをエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームビットを変更し、同一通話内で2度の同一疑似ランダムキーストリームビットパターンの再使用を防止する段階と、

を含んでいる前記方法。

15. デジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームのビットの発生を再同期させるための方法であって、

前記システム内の前記基地局の各々の間でデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするために用いられるキーストリームビットの発生を同期させる段階と、

前記基地局から前記移動局へ同期情報を低ビッ

の発生を同期させる手段と、

前記基地局から前記移動局へ同期情報を低ビットレートチャンネル上で周期的に送信して、各移動局内のキーストリームを、通信している基地局内のキーストリームと同期させる手段と、

前記第2の基地局から前記移動局への暗号的にエンコードされたデータビットの流れを継続させることによって、第1の基地局から第2の基地局への移動局のハンドオフを示す信号に応答する手段と、

前記第2の基地局から前記移動局へ、低ビットレートチャンネル上で同期情報を周期的に送信し続ける手段と、

を含んでいる前記システム。

17. 基地局と移動局を含む無線通信システムにおいて、基地局と移動局の各々は、前記基地局と前記移動局との間の通信を暗号化及び非暗号化するキーストリームを発生させるキーストリーム発生器を有し、前記キーストリームは、複数の固定ビットと複数の可変ビットとの関数として発生され

トレートチャンネル上で周期的に送信して、各移動局内のキーストリームを、通信している基地局内のキーストリームと同期させる段階と、

前記第2の基地局から前記移動局への暗号的にエンコードされたデータビットの流れを継続させることによって、第1の基地局から第2の基地局への移動局のハンドオフを示す信号に応答する段階と、

前記第2の基地局から前記移動局へ、低ビットレートチャンネル上で同期情報を周期的に送信し続ける段階と、

を含んでいる前記方法。

16. デジタルセルラ遠隔通信システムの基地局と移動局との間で送信されるデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするのに用いられるキーストリームのビットの発生を再同期させるためのシステムであって、

前記システム内の前記基地局の各々の間でデジタル通信データを暗号的にエンコード及びデコードするために用いられるキーストリームのビット

る、前記基地局のキーストリームを前記移動局のキーストリームに同期させる方法であって、

前記基地局に対する前記移動局のハンドオフを検出する段階と、

前記ハンドオフに反応して、前記基地局及び前記移動局の内の一つにおける該可変ビットの現在の値を前記基地局及び前記移動局の内の他の一つへ送信する段階と、

該可変ビットの該送信された値を用いて、前記基地局のキーストリームを前記移動局のキーストリームに同期させる段階と、

を含んでいる前記方法。

18. 請求項17記載の方法において、

該固定ビットが秘密キーのビットを含み、

該可変ビットがブロックカウンタのビットを含んでいる、

前記方法。

19. 請求項18記載の方法において、

該基地局のブロックカウンタの該現在のビット値が、前記移動局へ送信され、前記移動局によっ

フロントページの続き

(51) Int. Cl. ⁵

H 0 4 L 9/12

識別記号

庁内整理番号

F I

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-274756

(43)Date of publication of application : 18.10.1996

(51)Int.Cl.

H04L 1/00

H04B 7/26

H04L 5/00

(21)Application number : 07-097895

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 30.03.1995

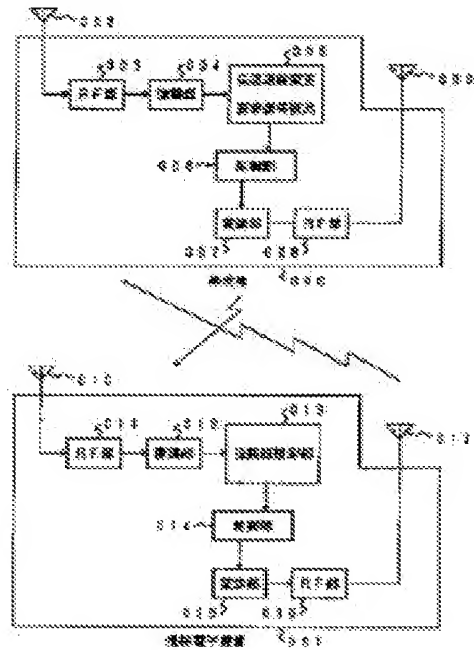
(72)Inventor : WAKUTSU TAKASHI
OGURA KOJI
SERIZAWA MUTSUMI
NAKAJIMA NOBUYASU
NOUJIN KATSUYA
SHIMIZU HIDEO
KAWAMURA SHINICHI

(54) RADIO COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To secure the transmission quality of a down link and simplify the constitution of a portable electronic device.

CONSTITUTION: The transmission rate change request signal detection part 005 of a base station 000 extracts a signal requesting a change in the signal transmission rate (signal transmission rate of down link) at the time of the transmission of a signal from the base station 000 to the portable electronic device 001, and performs operation for changing the signal transmission rate of the down link. A modulation part 007 changes the signal transmission speed and outputs a modulated signal to the portable electronic device 001. A propagation path estimation part 013 estimates a propagation path between the base station 000 and portable electronic device 001 and outputs the estimation result to a control part 014. The control part 014 judges whether or not the signal transmission rate of the down link is changed from the output of the propagation path estimation part 013 and generates and outputs a change request signal to a modulation part 015 when the transmission rate is changed.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-274756

(43)公開日 平成8年(1996)10月18日

(51)Int.Cl. ⁸	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L	1/00		H 0 4 L	1/00 E
H 0 4 B	7/26			5/00
H 0 4 L	5/00		H 0 4 B	7/26 M

審査請求 未請求 請求項の数8 F D (全 27 頁)

(21)出願番号 特願平7-97895

(22)出願日 平成7年(1995)3月30日

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72)発明者 和久津 隆司

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

(72)発明者 小倉 浩嗣

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

(72)発明者 芹澤 睦

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

(74)代理人 弁理士 鈴江 武彦

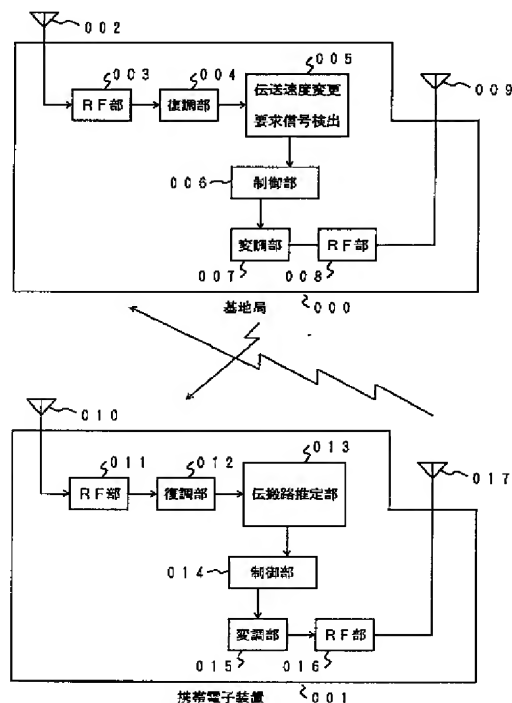
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 無線通信システム

(57)【要約】

【目的】ダウンリンクの伝送品質を確保し、かつ携帯電子装置の構成を簡素化する。

【構成】基地局000の伝送速度変更要求信号検出部005は、基地局000から携帯電子装置001に対して信号を送信する際の信号伝送速度（ダウンリンクの信号伝送速度）の変更を要求する信号を抽出し、ダウンリンクの信号伝送速度を変更する操作を行なう。変調部007は、信号伝送速度を変更し、携帯電子装置001に対して変調信号を出力する。伝搬路推定部013は、基地局000と携帯電子装置001間の伝搬路の推定を行ない、推定結果を制御部014に出力する。制御部014では、伝搬路推定部013の出力からダウンリンクの信号伝送速度を変更するか否かを判断し、伝送速度を変更する場合には、変更要求信号を作成し変調部015に出力する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 無線装置を備えた携帯電子装置と、この携帯電子装置に対して信号を送信するためにダウンリンク回線と前記携帯電子装置からの信号を受信するための前記ダウンリンク回線の信号伝送速度よりも低速な信号伝送速度のアップリンク回線とを介して前記電子携帯装置と無線通信を行なう基地局とからなる無線伝送システムを含む無線通信システムにおいて、前記基地局がダウンリンクの伝送速度を可変とする伝送速度可変手段を具備することを特徴とする無線通信システム。

【請求項2】 前記携帯電子装置は、前記基地局から前記携帯電子装置に対して伝送される無線信号をもとに、前記基地局との無線伝搬状況を推定する推定手段を具備し、前記基地局は、前記推定手段により得られた無線伝搬状況に基づいて、前記ダウンリンクの伝送速度を決定し、前記伝送速度可変手段により前記ダウンリンクの伝送速度を変化させることを特徴とする請求項1記載の無線通信システム。

【請求項3】 前記携帯電子装置は、前記基地局から前記携帯電子装置に対して伝送される無線信号をもとに、前記基地局との無線伝搬状況を推定する推定手段と、前記推定手段により得られた無線伝搬状況から前記ダウンリンクの伝送速度を決定する決定手段とを具備し、前記携帯電子装置から前記基地局に対して、ダウンリンクを前記決定手段によって決定された伝送速度に変化させる要求を無線信号により伝送することを特徴とする請求項1記載の無線通信システム。

【請求項4】 前記基地局は、予め決められた期間毎に前記ダウンリンクの伝送速度を変化させ、前記携帯電子装置は前記伝送速度での受信が正しくなされているか否かの判定を行い、変化した伝送速度の中で受信可能な最大の伝送速度を前記基地局に対して通知し、前記ダウンリンクの伝送速度を決定することを特徴とする請求項1記載の無線通信システム。

【請求項5】 前記ダウンリンクの伝送速度が、予め、前記基地局と前記携帯電子装置の間で離散的に決定されるもので、前記携帯電子装置は、前記基地局から前記携帯電子装置に対して伝送される無線信号の伝送誤り状況を検出する誤り検出手段と、前記誤り検出手段から得られる伝送誤り状況に応じて前記ダウンリンクの伝送速度を決定する手段を具備し、前記携帯電子装置は、決定した前記ダウンリンクの伝送速度に応じて、前記基地局に対して伝送速度を変更する要求を行なうことを特徴とする請求項1記載の無線通信システム。

【請求項6】 前記基地局は、伝送路推定用の既知信号を、前記携帯電子装置に対する無線信号に定期的に挿入

することを特徴とする請求項1記載の無線通信システム。

【請求項7】 無線装置を備えた携帯電子装置と、この携帯電子装置に対して信号を送信するためにダウンリンク回線と前記携帯電子装置からの信号を受信するための前記ダウンリンク回線の信号伝送速度よりも低速な信号伝送速度のアップリンク回線とを介して前記電子携帯装置と無線通信を行なう基地局とからなる無線伝送システムを含む無線通信システムにおいて、前記基地局は、携帯電子装置に伝送する情報信号の誤りを訂正するための冗長信号が付加された符号を用いて符号化する誤り訂正符号化装置を含み、前記携帯電子装置は、基地局より伝送された無線信号を符号化列に変換する受信装置と、前記受信装置によって得られた符号化列を復号し、誤り訂正を行う誤り訂正復号装置と、前記受信装置によって得られた符号化列の冗長信号を取り除いて情報信号を出力する冗長性切除装置と、前記受信装置が受信した無線信号が伝送された伝送路の伝送品質を推定する伝送品質推定装置と、前記伝送品質推定装置により推定された伝送品質が基準品質より劣ると判定される場合には前記記号列を前記誤り訂正復号装置で処理し、前記伝送品質が基準品質を満たすと判定される場合には前記冗長性除去装置で処理するように切り替える切り換え手段とから構成された誤り訂正装置を具備したことを特徴とする無線通信システム。

【請求項8】 無線装置を備えた携帯電子装置と、この携帯電子装置に対して信号を送信するためにダウンリンク回線と前記携帯電子装置からの信号を受信するための前記ダウンリンク回線の信号伝送速度よりも低速な信号伝送速度のアップリンク回線とを介して前記電子携帯装置と無線通信を行なう基地局とからなる無線伝送システムを含む無線通信システムにおいて、前記基地局は、前記携帯電子装置に伝送する無線信号を誤り訂正符号化する誤り訂正符号化装置を有し、前記携帯電子装置は、誤り訂正符号化された無線信号を誤り訂正復号する誤り訂正復号装置と、無線信号が伝送された伝送路の伝送路品質を推定する伝送路品質推定装置とを有し、前記携帯電子装置の前記伝送品質推定装置により伝送品質が基準品質より劣ると判定された場合には、前記誤り訂正符号化装置による誤り訂正符号化した無線信号の伝送を行なって前記誤り訂正復号装置によって復号化を行ない、伝送品質が基準品質を満たすと判定された場合には誤り訂正符号化を行わず前記誤り訂正復号装置を停止することを特徴とする通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は、携帯電子装置が基地

局に信号を送送するアップリンク伝送速度よりも、前記基地局が前記携帯電子装置に信号を送送するダウンリンク伝送速度の方が高速な、アップリンク伝送速度とダウンリンク伝送速度が非対称な無線通信システムに係り、アップリンクよりもダウンリンクの方を高速にして、携帯電子装置からの少量の情報伝送要求で、多量の情報基地局から携帯電子装置に伝送するようにした無線通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】無線通信において、可変伝送速度を特徴とした伝送方式の従来例として、信学技報RCS94-64(1994-09)、pp. 31-36の“シンボルレート・変調多値数可変適応変調方式の伝送特性解析”が挙げられる。上記文献では、伝送品質を一定に保つという拘束条件のもとに、変調多値数やシンボルレートを伝送路状況に応じて変化させる方式が開示されている。多重方式をTDMA/TDDとしているため、基地局から携帯電子装置に出力された無線信号と、携帯電子装置から基地局に出力された無線信号は、同一の伝送路変動を受ける。この可逆性を利用して基地局の伝送路状況推定部において瞬時C/Nを求め、伝送路推定を行なう。この方式では、多重方式がTDMA/TDDであるために、基地局において伝送路推定が可能となっている。逆に言えば多重方式を限定しているために適用可能なシステムは限られてしまう。

【0003】図33に上記文献における選定可能な伝送速度の種類を示す。多値数の変化は、QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAMである。また、シンボルレートの変化は、 8ksymbol/s , 16ksymbol/s , 32ksymbol/s , 64ksymbol/s である。このように従来、無線によって伝送を行なうシステムの信号伝送速度は、高々数十 ksymbol/s であり、占有する周波数帯域も数十 kHz 程度である。

【0004】伝送路歪は、マルチパスやフェージングにより発生する。マルチパスは、基地局と携帯電子装置の間の伝搬経路が、直接到達する成分ばかりではなく、建築物により多重伝搬した成分が加わるために起こる。多重伝搬による遅延波成分は、信号伝送速度の変化に対して無関係に一定の値で発生する。従って、マルチパスによる伝送路歪の影響は、信号伝送速度が高速になるにつれて厳しくなる。また、マルチパス環境下で高速の伝送を行なおうとした場合、通常、非常に複雑で大規模な適応等化回路を用いる必要がある。

【0005】ところで、高い伝送品質を確保して情報通信の信頼性を高める方式としては、誤り訂正符号を用いた方式がある。誤り訂正符号を用いた通信では、情報送信側で符号化装置によって符号化された信号を、受信側の復号装置によって復号する。誤り訂正符号を用いた通信の例としては衛星通信がある。衛星通信では、衛星自

体が消費する電力を抑えるために、誤り訂正技術を用いている。また、様々な応用に用いるための多様な誤り訂正符号が開発されている。

【0006】衛星通信のように、送信側(衛星)では消費電力を押さえる必要があり、地上にある受信側(基地局)では事実上、電力に関する制約はないような、明らかにパワー差がある場合には、電力消費量が少なくなるように符号化装置が簡単な構成になっていて、復号装置は電力消費量が多くなるとしても複雑でも問題はなかった。

【0007】また、通常では、誤り訂正符号を用いた情報通信は、復号処理に手間がかかる。原理的に考えると復号処理とは、可能な全ての受信符号とこれに対応する情報記号を並べた膨大な表があって、この表を参照しながら受信符号を訂正していく操作である。実際には、表を持っている構造を利用して、(表をひくよりは)効率的に復号処理ができるようになっている。誤り訂正能力を高めるためには符号長を長くする必要があるが、符号長を長くすると処理装置の複雑化と消費電力の増大をまねく。さらには、高速処理を行う場合には、複数の誤り訂正装置を使ってパイプライン処理を行わなければならないが、これは同じ構造の誤り訂正装置をいくつも用意しておくということを意味しており、さらに消費電力が大きくなる。

【0008】従来の誤り訂正装置を用いた通信システムでは、伝送路の品質に係わらず、誤り訂正復号装置を常時動作させて誤り訂正符号を用いた情報通信を行なっている。すなわち、伝送路品質が良く、誤り訂正が必要ないとしても動作していることを意味し、多くの電力を消費する装置を無駄に動作させていたことになる。ところで、近年では「いつでもどこでも誰とでも通信できる」携帯電子装置を使用した移动通信の要求が高まっている。さらには「何でも通信できる」マルチメディア型通信も注目をあびている。つまり、従来では携帯電子装置を用いた場合、主に音声のみの通信であったが、近年では音声以外にも文字情報、画像情報、動画情報等のさまざまな形態の情報通信が行われるようになり、通信の信頼性に対する要求が高まってきている。さらには、「いつでもどこでも誰とでも」と「何でも」を融合したマルチメディア型移动通信も考えることができ、通信の信頼性に対する要求はさらに高まると考えることができる。

【0009】マルチメディア型移动通信の携帯電子装置における信頼性の問題は、前述した衛星通信と逆の状況が生じる。つまり、通信の信頼性を高めるために誤り訂正符号を用いた通信を行う点では同じであるが、消費できるパワーの関係が逆転する。携帯電子装置は、小型軽量化のために消費できる電力に制約があり、誤り訂正のために多大なパワーを消費するわけにはいかない。この場合、送信局は基地局であり、携帯電子装置に比べて、消費電力に関する制約は少ない。

【0010】つまり、より電力に関する制限の厳しい状況でさらに通信の信頼性に対する要求は高まっている。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】このように従来の無線通信では、固定の伝送速度で無線基地局から携帯電子装置へのダウンリンクを構成し、例えば150Mbps程度の高速な伝送を行なおうとすると、マルチパスの存在する場所では全く通信が行なえないという問題があった。さらに、マルチパスを考慮して回線設計を行なうと低速のリンクしか実現できず、マルチパスの存在しない場所でも低速の伝送しか行なうことができなかった。また、マルチパス環境下で高速の伝送を行なおうとした場合、非常に複雑で大規模な適応等化回路を用いることになり、端末(携帯電子装置)の小型化、低消費電力の障害となっていた。

【0012】また、誤り訂正符号を用いて情報通信を行なうマルチメディア型移動通信の携帯電子装置では、消費電力に関する制約が大きいのにも係わらず、信頼性に対する要求が高いという問題があった。従って、高い信頼性を確保した上で、携帯電子装置の消費電力を低減することが可能な無線通信システムが要求されていた。

【0013】本発明は前記のような事情を考慮してなされたもので、その目的とするところは、基地局から携帯電子装置に伝送する信号において発生する誤りを減少させ、マルチパスの有無にかかわらずダウンリンクにおける高い伝送品質を確保しつつ全体の伝送効率を向上させ、さらに携帯電子装置の構成を簡易にすることが可能な無線通信システムを提供することである。

【0014】また本発明の目的は、誤り訂正符号を用いて高い伝送品質を確保しつつ、消費電力を低減して簡易な携帯電子装置の構成を可能とし、また全体の伝送効率を向上させることが可能な無線通信システムを提供することである。

【0015】

【課題を解決するための手段】上記の問題を解決するため、本発明における無線通信システムでは、ダウンリンクの伝送速度とアップリンクの伝送速度が非対称な無線通信システムにおいて、ダウンリンクの伝送速度を独立に可変とすることを特徴としている。

【0016】また、従来行なわれている可変伝送速度の無線通信システムでは、多重方式がTDMA/TDDであるために、基地局から携帯電子装置への通信と、携帯電子装置から基地局への通信のどちらの方向からでも、基地局から携帯電子装置との間の無線伝搬特性は、ほぼ等価な特性を示すと想定される。しかしながら、前提となるシステムが伝送速度が非対称な無線通信システムの場合には、基地局と携帯電子装置の間の無線伝搬特性は、可逆ではなく、そのために基地局において伝送路推定をすることは出来ない。この様に、従来例の基地局が伝送速度を決定する方式では、可変伝送速度を実現する

ことは出来ない。

【0017】そこで本発明では、携帯電子装置が、基地局との無線伝搬状況を推定する手段を持ち、その推定手段により得られた無線伝搬状況を基地局に無線信号により伝送し、基地局においてダウンリンクの伝送速度を変化させることを特徴としている。

【0018】また、携帯電子装置が、基地局との無線伝搬状況を推定する手段と、前記手段により得られた無線伝搬状況からダウンリンクの伝送速度を決定する手段を持ち、携帯電子装置が基地局に対して、ダウンリンクの伝送速度を変化させる要求を無線信号により伝送することを特徴としている。

【0019】ダウンリンクの伝送速度を変化させる際の指標として、基地局から携帯電子装置への電波伝搬状況を用いるためには、携帯電子装置に伝送路推定を行ない、得られた結果から最大の伝送速度を決定する回路を設ける必要がある。しかしながら、携帯電子装置の構成は、上述したように簡易であることが必要となる。

【0020】この相反する要求を満たすために本発明では、基地局が、予め決められた期間毎にダウンリンクの伝送速度を変化させ、携帯電子装置が受信可能な最大の伝送速度を前記基地局に対して無線信号により申告し、前記ダウンリンクの伝送速度を決定することを特徴としている。

【0021】また、予め決められた期間毎にダウンリンクの伝送速度を変化させる変化方法が、高速な伝送速度から順次低速な伝送速度に変化させることを特徴としている。

【0022】さらに、伝送速度が非対称な無線通信システムでは、基地局から携帯電子装置に伝送可能な信号伝送量よりも、携帯電子装置から基地局への信号伝送量の方が少ない。そのために、アップリンクの伝送量は、出来る限り少ないことが望まれる。

【0023】そこで本発明では、ダウンリンクの伝送速度が予め、前記基地局と前記携帯電子装置間で離散的に決定されている無線通信システムにおいて、前記携帯電子装置が、前記基地局から前記携帯電子装置に対して無線で伝送される信号に誤りを検出する手段と、前記手段から得られる伝送誤り状況に応じて前記ダウンリンクの伝送速度を決定する手段を具備し、前記携帯電子装置は、前記基地局に対して伝送速度を一段階上げるあるいは一段階下げる要求を行なうことを特徴としている。

【0024】チャネルの有効利用の観点から携帯電子装置において、受信が不可能となる無駄な通信は存在しないことが望ましい。シャドウイングなどにより伝送路特性が変動し、伝送品質が劣化した場合、基地局と携帯電子装置は、通信品質を改善しようと、ダウンリンクの信号伝送速度を遅くするように設定を行なう。最低の伝送速度で通信を行なっても通信品質を確保できない場合には、伝送速度を遅くする操作は、無駄になってしまう。

【0025】そこで本発明では、前記ダウンリンクの伝送速度が予め、前記基地局と前記携帯電子装置の間で決定されている無線通信システムにおいて、ダウンリンクの伝送速度が前記予め決められている信号伝送速度の最も低速のものである時に、前記携帯電子装置がダウンリンクの伝送速度をさらに低速にするように要求を出した場合には、前記基地局から前記携帯電子装置への通信を遮断することを特徴とする。

【0026】伝送速度が非対称な通信システムでは、ダウンリンクの伝送速度が高速であるため、基地局から携帯電子装置に対しての伝送容量は、アップリンクに比べて大きい。そのために、伝送路推定用の既知信号を頻繁に挿入することが可能である。

【0027】そこで本発明では、前記基地局装置が、伝送路推定用の既知信号を、前記基地局から前記携帯電子装置への通信に定期的に挿入することを特徴としている。

【0028】また、前述したように従来の可変伝送速度の通信方式では、アクセス方式としてTDDMA/TDDを想定している。そのために、伝送路状況に応じて信号の伝送速度を変化させた場合には、アップリンクの伝送速度とダウンリンクの伝送速度を同時に変化させている。また、基地局において伝送路推定が可能であるために、基地局が伝送速度の変更を通知するだけで、伝送速度を変更することが可能であった。しかしながら、基地局において伝送路推定が不可能な場合には、基地局単独で伝送速度を決定することは出来ない。

【0029】そこで本発明では、前記推定手段により得られた無線伝搬状況をもとに、前記基地局または、前記携帯電子装置が前記ダウンリンクの伝送速度を変化させる決定を行ない、前記ダウンリンク及び前記アップリンクに用意された制御チャネルを用いて前記基地局と前記携帯電子装置が、信号伝送速度を変化させるタイミングを決定することを特徴としている。

【0030】また、無線装置を備えた携帯電子装置と、前記携帯電子装置からの無線信号を受信すると共に前記携帯電子装置に情報を無線信号により伝送する基地局とから構成され、前記基地局が前記携帯電子装置に対して信号を伝送するダウンリンク伝送速度が、前記携帯電子装置が前記基地局に対して信号を伝送するアップリンク伝送速度よりも高速な無線通信システムにおいて、前記携帯電子装置は、冗長性を取り除くだけで情報系列を得ることのできる符号を使って誤り訂正符号化されている記号列を表わす信号が無線信号により伝送され、この伝送されてくる信号を記号列に変換する受信装置と、前記受信装置によって得られた前記記号列を復号し、誤り訂正を行う誤り訂正復号装置と、前記受信装置によって得られた前記記号列を誤り訂正せずに冗長性だけを取り除き復号する冗長性取除装置と、前記受信装置が受信した無線信号が伝送された伝送路の伝送品質を推定する伝送

品質推定装置と、前記伝送品質推定装置により推定された伝送品質が基準品質より劣ると判定される場合には前記記号列を前記誤り訂正復号装置で処理し、前記伝送品質が基準品質を満たすと判定される場合には前記冗長性除去装置で処理するように切り替える切り換え手段とから構成された誤り訂正装置を具備したことを特徴とする。

【0031】また、誤り訂正装置は、伝送品質推定装置による伝送品質の推定以外にも、前記記号列の処理の選択、即ち前記誤り訂正装置と前記冗長性除去装置の選択を外部装置から制御できることを特徴とする。

【0032】また、前記記号列に誤りが含まれていることを検出できる誤り検出装置を有し、伝送品質推定装置が冗長性除去装置を選択している場合でも、前記誤り検出装置で誤りを検出することを特徴とする誤り訂正装置である。

【0033】また、伝送されてくる情報にはいくつかの形態があり、前記情報は複数の誤り訂正符号の中から情報の形態に応じて最も適する誤り訂正符号化されているのであって、前記誤り訂正符号に対応する複数の復号装置を有し、前記情報の形態に応じて、前記復号装置の中から復号装置を選択することを特徴とする誤り訂正装置である。

【0034】さらに、無線装置を備えた携帯電子装置と、前記携帯電子装置からの無線信号を受信すると共に前記携帯電子装置に情報を無線信号により伝送する基地局とから構成され、前記基地局が前記携帯電子装置に対して信号を伝送するダウンリンク伝送速度が、前記携帯電子装置が前記基地局に対して信号を伝送するアップリンク伝送速度よりも高速な無線通信システムにおいて、前記基地局は、前記携帯電子装置に伝送する無線信号を誤り訂正符号化する誤り訂正符号化装置を有し、前記携帯電子装置は、誤り訂正符号化された無線信号を誤り訂正復号する誤り訂正復号装置と、無線信号が伝送された伝送路の伝送品質を推定する伝送路品質推定装置とを有し、前記携帯電子装置の前記伝送品質推定装置により伝送品質が基準品質より劣ると判定された場合には、前記誤り訂正符号化装置による誤り訂正符号化した無線信号の伝送を行なって前記誤り訂正復号装置によって復号化を行ない、伝送品質が基準品質を満たすと判定された場合には誤り訂正符号化を行わず前記誤り訂正復号装置を停止することを特徴とする。

【0035】また、誤り訂正を用いた無線通信システムは、前記伝送品質が基準品質を満たすと判定される場合には、誤り訂正装置を停止すると共に、誤り訂正符号化を行う送信局へ誤り訂正装置の不使用を通知し、送信局側で誤り訂正符号化を行わないで、情報を埋め込むことで、伝送レートをあげることを特徴とする。

【0036】また、送信局は異なる誤り訂正符号を処理する複数の誤り訂正符号化装置を有し、受信局は送信局

の持つ複数の誤り訂正符号化装置と対応する複数の誤り訂正復号装置を有し、受信局は前記伝送品質推定装置により伝送品質を推定し、伝送品質に応じて、前記複数の誤り訂正復号装置で最も適した誤り訂正復号装置を選択し、どの誤り訂正復号装置を使用するかを送信局に対して通知し、送信局側では受信局側が使用する誤り訂正復号装置に対応する誤り訂正符号を使用することを決定し、使用する誤り訂正符号化装置を変更し、誤り訂正符号化装置を変更した旨を受信局側に通知し、通知を受けた受信局側では、誤り訂正復号装置を変更することを特徴とする無線通信システムである。

【0037】また、受信局は前記伝送品質推定装置による伝送品質の推定を送信局に通知し、使用する誤り訂正符号の選択を送信局側が行うことを特徴とする誤り訂正装置を用いた通信システムである。

【0038】

【作用】本発明によって、伝送速度が非対称な無線伝送システムにおいて、基地局から携帯電子装置への無線伝搬状況下で最速の信号伝送速度に設定することが可能になり、総合的な伝送容量（スループット）を向上することが出来る。

【0039】本発明の原理を、基地局から携帯電子装置への伝送路で変動するマルチパス歪が存在する例を元に説明する。本無線通信システムでは、ダウンリンクの伝送速度を高速にするため、マルチパス環境下では伝送信号に誤りが多く発生する。携帯電子装置では、基地局から無線で伝送される信号を元に、基地局から携帯電子装置への無線伝搬状況を推定し、推定した結果から携帯電子装置もしくは、基地局において、伝送可能な最速の伝送速度を決定する。携帯電子装置は、基地局と携帯電子装置間の伝搬状況が悪い場合に信号伝送速度を下げるように要求する。伝送速度を下げると単位時間内に伝送可能な信号伝送量は低減するが、伝送信号の誤りは減少する。

【0040】さらに、無線伝搬状況が悪い場合には、符号誤りを補償するためにARQが行なわれる。つまり、多くの符号誤りによってARQが頻繁に行なわれる。このことからスループットが減少する。本発明では、信号伝送速度を低下させ、耐雑音特性を改善する事によって符号誤りの発生を減らす事が可能となる。前述したように、信号伝送速度を低下させる事によって、情報伝送量自体が減少するが、符号誤りが減少する事によるARQ発生の減少によって総合的な伝送容量は向上する。

【0041】逆にマルチパス歪みによる影響が少ない場合には、固定の伝送速度のままでは、十分なパフォーマンスが得られない。これは、より高い伝送速度で伝送できるにもかかわらず、固定の低速な信号伝送速度で伝送するためである。本発明では、携帯電子装置において無線伝搬状況を観測し、更に信号伝送速度を上げることが可能であると判断した場合には、基地局に対して信号伝

送速度を上げるように要求を行なう。この要求信号を受けて基地局では、ダウンリンクの信号伝送速度を上げる処理を行なう。以上の方法によって、その伝送路状況に応じた最大レートを伝送することが可能となり、トータルの伝送速度は上げることができる。

【0042】さらに、携帯電子装置と基地局の伝送速度の変更に関する通信によってダウンリンクの伝送速度を変更するため、基地局側で伝送路推定を行なうことが不可能なTDMA/TDD以外のアクセス方式においても、可変伝送速度を実現でき、総合的なスループットは、向上する。

【0043】さらに、予め決められたダウンリンクの伝送速度を時間的に変化させるので、携帯電子装置で最適な信号伝送速度を容易に求められ、これにより携帯電子装置回路構成を簡素化できる。

【0044】また、基地局と携帯電子装置との間で信号伝送速度を変化させることや切り替えタイミングを制御チャネルにより決定することによって、アップリンクの伝送速度のみもしくは、ダウンリンクの伝送速度のみを変化させることが可能となる。

【0045】さらに、高い伝送品質を確保して情報通信の信頼性を高めるために、誤り訂正符号を用いた通信を行なう無線通信システムでは以下のような作用がある。

【0046】伝送品質が良い状況では、必ずしも誤り訂正は必要でないため、電力消費という点で高くつく誤り訂正装置を動作させないことで、消費電力が低減される。

【0047】また、伝送品質推定装置以外からも誤り訂正復号装置と冗長性除去装置の選択を制御できるようにする。例えば、端末の蓄積している電力の残りが少なくなってきたので、誤りを多少許容してもよいから、情報を最後まで入手したい場合には、誤り訂正装置を動作させないことを利用者が強制的に選択することができる。

【0048】また、消費電力低減のために誤り訂正装置が動作させていない場合に誤りが起こったときでも、誤り検出装置により誤りの存在を検出することで、再送等の手段で誤りを訂正することも可能になるため、高い信頼性については保証される。誤り検出装置は、一般に誤り訂正装置より回路規模も小さく消費電力の少ないので、誤り訂正装置を常時動作させている場合と比べて、消費電力を減らすことが可能となる。

【0049】また、情報の形態に応じて最も適する誤り訂正復号装置を、複数用意された中から選ぶことが可能とすることで、効率的な通信を行うことができる。

【0050】また、伝送品質が悪いときには誤り訂正を行うので、信頼性の高い伝送を行うことができ、伝送品質が良い時には誤り訂正を行わないので電力消費は抑えられ、さらには、誤り訂正を行う場合と比べて伝送レートをあげることが可能となる。

【0051】また、誤り訂正符号の冗長部分に情報を埋

め込むので、見かけ上符号語の長さは変化しないので、装置が簡単になるという特徴もある。

【0052】また、複数の誤り訂正符号の中からもっとも適する符号を、伝送品質に応じて選択できるので、電力の消費を抑えることができ、通信の効率をあげることができる。

【0053】また、伝送品質の推定は受信局側が行うが、推定結果をもとに、どのような動作を行うかを送信局側が決定するので、決定に必要となる回路、電力等を受信側が持つ必要がなく、回路規模、消費電力等の節約になる。さらには、決定を行う際に送信局側では、受信局側の報告だけでなく、他の様々な情報を利用することができる。例えば、電波のように受信局の位置と伝送品質に相関がある場合には、送信局側では、位置と伝送品質に関するデータベースを作って置くことにより伝送品質に関する推定の精度をより高めることができる。

【0054】

【実施例】以下、図面を参照して本発明の実施例を説明する。図1は本発明による無線通信システムを用いたデータ通信システムの構成を示す図である。本発明による無線通信システムは、無線装置を備えた携帯電子装置と、携帯電子装置からの無線信号を受信すると共に携帯電子装置に情報を無線信号により伝送する基地局とにより構成されている。

【0055】基地局と携帯電子装置との間で無線通信を行なう無線伝送システムは、信号伝送速度が非対称、すなわち基地局12が携帯電子装置に対して信号を伝送するダウンリンク伝送速度が、携帯電子装置10から基地局12に対して信号を伝送するアップリンク伝送速度よりも高速なSDL (Super high speed DownLink) システムである。ここでは、ダウンリンク伝送が狭域であり（広域のダウンリンクがあっても良い）、アップリンク伝送が広域となっている。

【0056】例えば、基地局は、ダウンリンク伝送に高帯域信号を用いて、画像を含む通信や、音声、ファイル編集、情報配布・広報、放送等のサービス（マルチメディアサービス）を携帯電子装置に対して提供する。携帯電子装置は、アップリンク伝送に狭帯域信号を用いて、ダウンリンクを制御する情報や、チャネルの選択、マルチメディアの場合はメディアを選択する制御信号、音声データ等を基地局に伝送する。

【0057】基地局がカバーする（携帯電子装置との間で通信が可能な）エリアに、複数の携帯電子装置が存在する場合には、可能な範囲で、それぞれの携帯電子装置に対してアップリンクとダウンリンクの回線を確立する。

【0058】基地局は、例えばネットワークと接続されており、携帯電子装置からの要求等に応じて、ネットワークを介して前述したようなサービスを取得して携帯電子装置に提供する。ネットワークには、図1に示すよう

に、複数の基地局の他に、データベースシステム、各種制御システムの他、端末（図示せず）等が接続されており、相互に情報の送受信が可能となっている。携帯電子装置は、基地局との間の無線伝送システムを用いて、ネットワークを介した各種情報サービスを利用することができる。

【0059】SDLシステムでは、携帯電子装置に対して、任意の地点から任意の情報を提供するマルチメディアサービスを実現するためには、基地局から携帯電子装置に対して大量のデータを転送可能である必要がある。そのために、ダウンリンクの伝送速度は、可能な限り高速なことが望まれる。また、携帯電子装置は、出来る限り小型であることが望まれる。携帯電子装置の小型化は、携帯電子装置から基地局への信号伝送速度を犠牲にすることによって実現している。

【0060】高速なダウンリンクを使用し、様々な情報を基地局から携帯電子装置に提供するマルチメディア無線通信システムにおいて、TDD方式の採用を考える。基地局と移動局の距離は任意であり、そのためにTDD方式の上り回線には、移動局からの送信や、他の移動局からの送信が基地局からの送信と衝突しないようにする目的で、ガードタイムと呼ばれる時間的に空白の区間を設ける。

【0061】このようなマルチメディア無線通信システムは、非常に高速な回線を想定している。このガードタイムによる時間は、情報信号を伝送可能な時間が減少する事を意味し、トータルの伝送速度を低下させる原因となる。また、TDD方式を用いた場合、基地局と携帯電子装置とが、同一の周波数帯域、信号伝送速度を用いる必要がある。しかし、この制約は、携帯電子装置の送信機に多大な負担をかけ、携帯電子装置を構成する携帯電子装置の小型化、低消費電力化の実現を困難にする。

【0062】また、SDLシステムにおいては、ダウンリンクの伝送速度がアップリンクの伝送速度よりも高速であるために、多重方式としてTDMA/TDDを採用することが困難である。従って、従来方式のようにTDDの特性を生かし、無線基地局が直接的に基地局と携帯電子装置間に伝送路を推定することは出来ないということになる。携帯電子装置には、構成が出来る限り簡易なことが要求されるが、伝送路推定を基地局で行えないということは、この簡素化の要求を阻害する要因となっている。

【0063】SDLシステムのような伝送速度が非対称な無線通信方式では、基地局が携帯電子装置に対して信号を伝送するダウンリンク伝送速度が、前記携帯電子装置が基地局に対して信号を伝送するアップリンク伝送速度よりも高速であるために、基地局から携帯電子装置に対して伝送する信号には誤りが発生しやすくなるという問題点を有している。

【0064】しかし、従来行なわれてきた数十k s y m

b o l / s 程度の伝送速度では問題にならなかった。また、マルチパスによる伝送路歪の影響も、ダウンリンクが高速にしたがって顕著に現れ、ダウンリンクの伝送品質を阻害する要因となる。伝送速度が非対称な無線通信システムによりマルチメディアサービスを行なう場合には、ダウンリンクの伝送速度が最大で、数百M s y m b o l / s 程度になることも想定され、このことから、伝送路歪みによる誤りを補償する手段が必要である。

【0065】従来行われている可変伝送速度の無線通信方式では、アップリンクとダウンリンクの伝送速度は同程度で、多重方式がT D M A / T D D であるために、基地局から携帯電子装置への通信と、携帯電子装置から基地局への通信のどちらの方向からでも、基地局から携帯電子装置との間の無線伝搬特性は、ほぼ等価な特性を示す。しかしながら、前提となるシステムが伝送速度の非対称な無線通信方式である場合には、基地局と携帯電子装置の間の無線伝搬特性は、可逆ではなく、そのために基地局において伝送路推定をすることは出来ない。このように、S D L システムのような1桁以上伝送速度が異なる非対称な無線通信方式への従来方式の適用は困難であった。

【0066】以下、これらの問題を解決する具体的な構成について説明する。

【0067】まず、発明の第1実施例に係る無線通信システムを図2に従い説明する。第1実施例の無線通信システムは、ダウンリンクの伝送速度を可変とすることができる。図2は第1実施例における無線通信システムの、基地局000と携帯電子装置001の構成を示すブロック図である。

【0068】なお、図2では1つの基地局000と1つの携帯電子装置001が示されているが、基地局と携帯電子装置の1対1の通信以外に、1つの基地局に対して携帯電子装置が多数存在する場合、1つの携帯電子装置に対して複数の基地局が存在する場合、複数の基地局と複数の携帯電子装置が存在する場合が考えられる。何れの場合も同様の構成をとるので、ここでは、説明を簡単にするため1つの基地局000に対して1つの携帯電子装置001が多数存在する場合を例にして説明する。

【0069】基地局000は、アンテナ002、009、R F 部033、008、復調部004、伝送速度変更要求信号検出部005、制御部006、変調部007によって構成されている。また、携帯電子装置001は、アンテナ010、017、R F 部011、016、復調部012、伝搬路推定部013、制御部014、変調部015によって構成されている。

【0070】基地局000では、携帯電子装置001からの信号がアンテナ002で受信され、R F 部003で増幅された後に、復調部004で復調される。伝送速度変更要求信号検出部005は、復調部004の出力信号から、基地局000から携帯電子装置001に対して信

号を送信する際の信号伝送速度（ダウンリンクの信号伝送速度）の変更を要求する信号を抽出し、制御部006に出力する。ダウンリンクの信号伝送速度の変更を要求する信号は、携帯電子装置001から送信される。制御部006は、伝送速度変更要求信号検出部005の出力に応じて、ダウンリンクの信号伝送速度を変更する操作を行なう。変調部007は、制御部006の出力によって信号伝送速度を変更し、携帯電子装置001に対して変調信号を出力する。R F 部008では、変調部007からの出力である変調信号を増幅し、アンテナ009から送信する。

【0071】携帯電子装置001では、基地局000から送信された信号がアンテナ010で受信され、R F 部011で増幅された後に、復調部012で復調される。さらに、復調部012の出力から伝搬路推定部013は、基地局000と携帯電子装置001間の伝搬路の推定を行ない、推定結果を制御部014に出力する。制御部014では、伝搬路推定部013の出力からダウンリンクの信号伝送速度を変更するか否かを判断し、伝送速度を変更する場合には、変更要求信号を作成し変調部015に出力する。変調部015の出力である変調波は、R F 部016で増幅され、アンテナ017から送信される。

【0072】以上の構成によって、基地局000から携帯電子装置001に対するダウンリンクの信号伝送速度を変更することができる。

【0073】次に、本発明の第2実施例に係る無線通信システムについて図3に従い説明する。図3は、基地局と携帯電子装置から構成される無線通信システムにおいて、基地局からのダウンリンクの伝送速度を決めるための携帯電子装置10側の構成を示すものである。第2実施例では、ダウンリンクの伝送速度の決定を基地局側で行なう。

【0074】携帯電子装置10は、基地局（図示せず）から携帯電子装置へ送信された無線信号を受信する受信アンテナ11、無線信号を選択してR F 増幅する受信R F 部12、R F 信号をベースバンド信号に変換するための局部発振器である可変周波数発振器13、受信R F 部12の出力と可変周波数発振器13の出力を混合するミキサ14、ミキサ14による混合後の不要イメージを除去するためのローパスフィルタ15、ローパスフィルタ15の出力をデータ信号に復調するモデムの働きをする復調部16、復調部16によって復調されたデータ信号から既知信号部分を検出し、既知信号部分を取り出す既知信号検出部17、既知信号検出部17の出力と既知信号との相関をとることにより伝送路情報を得る相関器18、相関器18の出力をバッファリングするメモリ19、基地局に対する伝送路推定データを作成する伝送路推定データ作成部20、相関器18とメモリ19と伝送路推定データ作成部20とを制御する制御部21、伝送

路推定データ作成部20の出力をベースバンド信号に変換する変調部22、変調部22の出力を帯域制限し波形整形するためのローパスフィルタ23、RFにアップコンバートするための局部発振器である可変周波数発振器24、ローパスフィルタ23の出力と可変周波数発振器24の出力を混合するミキサ25、混合後の不要イメージを除去し、RF信号を出力レベルまで増幅する送信RF部26、送信RF部26による増幅で得られた無線信号を基地局に対して放射する送信アンテナ27から構成される。

【0075】携帯電子装置10において、復調部16によって復調されたデータ信号に対し、既知信号検出部17は、データ信号に含まれている既知信号のタイミングを検出し制御部21に通知する。既知信号タイミングが通知された制御部21は、相関器18、メモリ19を動作させる。また、既知信号検出部17では、既知信号タイミングの検出と同時に、復調したデータ信号から既知信号部分を取り出す。相関器18では、復調された既知信号部分と携帯電子装置10で持っているリファレンスとなる既知信号の相関をとり、結果をメモリ19に出力する。相関出力は、伝送路状況により変化するので、この相関器18の出力から最適なダウンリンクの伝送速度を決定する動作は、図示されていない基地局によって行なう。携帯電子装置10は基地局に対して、基地局が伝送速度を決定するための情報として、メモリ19に保持された相関出力を送信している。

【0076】以上の構成によってダウンリンクの信号伝送速度を決定するための情報を基地局が得ることができ、最適な伝送速度で通信を行なうことが可能となる。

【0077】次に、本発明の第3実施例に係る無線通信システムについて図4に従い説明する。図4は、基地局と携帯電子装置から構成される無線通信システムにおいて、基地局からのダウンリンクの伝送速度を決めるための携帯電子装置10側の構成を示すものである。第2実施例では、ダウンリンクの伝送速度の決定を基地局側で行なったが、第3実施例では、携帯電子装置10において行なう。

【0078】図4における携帯電子装置10は、図3に示す携帯電子装置10と同等の部分については同一符号を付している。第3実施例の携帯電子装置10は、受信アンテナ11、受信RF部12、可変周波数発振器13、ミキサ14、ローパスフィルタ15、復調部16、既知信号検出部17、相関器18、メモリ19、変調部22、ローパスフィルタ23、可変周波数発振器24、ミキサ25と、相関器18の出力をバッファリングしたメモリ19の出力を用いて無線伝搬状況を判別する無線伝搬状況判別回路31、無線伝搬状況判別回路31による判別結果に基づいて伝送速度を変更するように基地局に要求する信号を生成する伝送速度変更要求データ作成部31、既知信号検出部17より出力されたタイミング

によって、相関器18とメモリ19と無線伝搬状況判別回路30と伝送速度変更要求データ作成部31とを制御する制御部32、及び受信電界強度を測定する受信電界強度測定検出部33から構成される。

【0079】第2実施例と同様に、携帯電子装置10において、復調部16によって復調されたデータ信号に対し、既知信号検出部17は、データ信号に含まれている既知信号のタイミングを検出し制御部32に通知する。既知信号タイミングが通知された制御部21は、相関器18、メモリ19、無線伝搬状況判別回路30を動作させる。相関器18より出力され相関出力は、メモリ19に記憶される。無線伝搬状況判別回路30は、相関出力に応じて無線伝搬状況を判断するための条件テーブルを具備していて、その条件テーブルに基づいて、ダウンリンクの伝送速度を変更するかどうかを決定し、その旨を伝送速度変更要求データ作成部31に出力する。無線伝搬状況判別回路30の出力によって、伝送速度変更要求データ作成部31は、基地局に対してダウンリンクの信号伝送速度を変更するように要求するコードを作成する。この要求信号は、アップリンク信号によって、基地局へ伝送される。

【0080】なお、前述した説明では、伝送速度決定のための情報として相関器出力を利用しているが、同時に受信電界強度検出部33によって検出される受信電界強度を用いることも可能である。受信電界強度検出部33は、検出結果を無線伝搬状況判別回路30に出力する。

【0081】以上の構成によってダウンリンクの信号伝送速度を変更することが可能となり、最適な伝送速度で通信を行なうことが出来る。

【0082】次に、本発明の第4実施例に係る無線通信システムについて図5に従い説明する。図5は、図3に示す第2実施例における基地局と携帯電子装置とのシーケンスを示す。

【0083】基地局から携帯電子装置に伝送されるダウンリンクの信号には、ある一定期間毎に伝送路状況推定用のユニークワード（既知情報）が挿入されている。携帯電子装置は、そのユニークワードとの相関をとる伝送路推定（40）を行なう。携帯電子装置から基地局への伝送路推定結果の申告（41）は、伝送路推定の実行に応じて定期的に行なわれる。基地局は、携帯電子装置から申告された伝送路推定の結果を受けて、ダウンリンクの伝送速度を変更させるかどうかの決定を行なう（伝送速度可変の判断42）。

【0084】基地局における伝送速度可変の判断（42）の結果、ダウンリンクの伝送速度が現状と同じである場合には、基地局は、携帯電子装置に対してダウンリンクの伝送速度のみを知らせる（伝送速度通知43）。伝送速度可変の判断（42）の結果、伝送速度を変化させる場合には、基地局は、伝送速度を変更する旨、及び変更後の伝送速度、変更タイミングを携帯電子装置に知

らせる(44)。

【0085】基地局が携帯電子装置に伝送速度を変更する旨を通知(44)した後から、信号伝送速度を変更するまでの間に、携帯電子装置から伝送路推定結果の申告(41)が基地局に到達した場合には、その結果を無視する(45)。また、携帯電子装置において定期的に行なわれる伝送路推定(40)は、ダウンリンクの信号伝送速度変更直後は、行なわれない(46)。基地局では、携帯電子装置から伝送路推定結果の申告41が一定期間経過後であればそれを有効として、伝送速度可変の判断(42)を行なう。伝送速度可変の判断(42)の結果に基づき、伝送速度が現状と同じであれば伝送速度のみを知らせる(43)。ダウンリンクの信号伝送速度を変更させる場合には、この時点で伝送速度を変更する旨、及び変更後の伝送速度、変更タイミングを携帯電子装置に知らせる(44)。

【0086】図5では、ダウンリンクの信号伝送速度を一例として示している。伝送速度変更前では、 10 Msymbol/s (47)であり、信号伝送速度を変更する通知(48)を受けたタイミングで信号伝送速度を変更し、その後は、 20 Msymbol/s (49)で伝送が行なわれることを示している。

【0087】以上のシーケンスによってダウンリンクの信号伝送速度の変更が可能となる。

【0088】次に、本発明の第5実施例に係る無線通信システムについて図6に従い説明する。図6は、図4に示す第3実施例における基地局と携帯電子装置とのシーケンスを示す。第4実施例では、基地局において伝送速度変更の決定を行っていたが、第5実施例では、携帯電子装置において伝送速度変更の決定を行なう。

【0089】第4実施例と同様に、基地局から携帯電子装置に伝送されるダウンリンクの信号には、伝送路推定用のユニークワード(既知情報)が挿入されている。携帯電子装置では、ユニークワードが挿入されている時間を検出し、そのユニークワードに対して相関をとることによって伝送路推定(60)を行なう。携帯電子装置では、伝送路推定(60)の結果を用いて、ダウンリンクの信号伝送速度を変更するかどうかの判断を行ない(速度変更判定61)、現在設定されている信号伝送速度を変更する場合には、基地局に対して信号伝送速度変更要求(62)を出力する。携帯電子装置では、変更要求に対して基地局から応答があるまでは、伝送路推定を行なわない。

【0090】基地局では、伝送信号速度変更要求(62)を受けて、伝送速度を変更するかどうかを決定し、携帯電子装置に対して伝送速度の変更及び変更タイミングを知らせる(64)。その後に変更タイミングに伝送速度を切り替える(65)。

【0091】携帯電子装置では、ダウンリンクの信号伝送速度変更後に伝送路推定60及び速度変更判定61を

再開し、さらに伝送速度を変更したい場合には、信号伝送速度変更要求62を出力し、現状の伝送速度のままで良い場合には、何も出力しない(65)。基地局は定期的に、携帯電子装置に対してダウンリンクの信号伝送速度を知らせる(66)。

【0092】図6では、ダウンリンクの信号伝送速度を一例として示している。伝送速度変更前では、 10 Msymbol/s (67)であり、伝送速度切り替えの通知(65)のタイミングで信号伝送速度を変更し、その後は、 20 Msymbol/s (68)で伝送が行なわれる。さらに、その後の伝送速度切り替えの通知(69)のタイミングで信号伝送速度が再び変更され、 10 Msymbol/s (70)で伝送が行なわれる。

【0093】以上のシーケンスによってダウンリンクの信号伝送速度の変更が可能となる。

【0094】次に、本発明の第6実施例に係る無線通信システムについて図7に従い説明する。図7は、基地局におけるダウンリンク伝送速度変更を行なう際の処理手順を示すフローチャートである。図7は、携帯電子装置から伝送路推定データが伝送される、第4実施例における伝送速度可変の判断42の処理を示したものである。

【0095】基地局は、携帯電子装置から伝送路推定結果として相関出力を申告されると、図7に示すフローチャートの伝送速度可変の判断を開始する。まず、基地局は、申告された相関出力を用いて、基地局と携帯電子装置の間の伝達特性を算出する(伝送路推定80)。また、基地局は、その出力と条件テーブルから最適な伝送速度 r を決定する(最適伝送速度判別81)。

【0096】ここで、最適伝送速度判定(81)により得られた伝送速度 r が、現在設定されているダウンリンクの伝送速度 a より大きい場合(82)には、次の処理を行なう。まず、伝送速度 r が、設定可能なダウンリンク伝送速度の上限を超えていないかどうかの判断(83)を行ない、上限を超えていない場合には伝送速度を上げる処理(84)を行なう。一方、伝送速度 r が、上限を超えている場合には、何もしない。

【0097】伝送速度 r 、 a の比較(82)の結果、 $r > a$ でない場合には、伝送速度 r が現在設定されている伝送速度 a よりも小さい場合には、以下の処理を行なう。まず、伝送速度 r が、設定可能なダウンリンクの伝送速度の下限を下回るかどうかの判断(86)を行ない、下限未満の場合には遮断処理87を行なう。一方、伝送速度 r が、下限未満である場合には、伝送速度を下げる処理(88)を行なう。

【0098】ここでの、遮断処理(87)に入った場合、現在の伝送路状況において、携帯電子装置は基地局からの情報の受信が不可能であり、伝送路状況が回復しない限り基地局から携帯電子装置への通信は無駄となる。本発明では、通信不可能な状況下においてダウンリンクの通信をやめてしまうために、不要な電波の放射を

防ぐことが可能となる。なお、基地局から携帯電子装置への通信の遮断後に、再び通信を開始するためには、初期状態の回線設定からやり直す。ダウンリンクの伝送速度がアップリンクの伝送速度よりも高速な非対称な無線通信システムでは、携帯電子装置から基地局へ伝送するアップリンクの伝送品質が高い。そのため、ダウンリンクが遮断されてもアップリンクによる通信は可能である。本発明による手順によってダウンリンクによる通信が遮断された後に再度、再開するための回線設定は、アップリンクによる通信が可能であるために容易に行なえる。

【0099】前記85の結果がNの場合には本手順を終了する。

【0100】次に、本発明の第7実施例に係る無線通信システムについて図8に従い説明する。図8は、基地局と携帯電子装置との間で伝送されるダウンリンク信号とアップリンク信号とを示している。

【0101】ダウンリンクの伝送速度は、可能な限り高速であることが望まれる。最適な伝送速度を設定するためには、基地局と携帯電子装置間の伝送路推定が必要となる。しかしながら、前述したように、アクセス方式がTDMA/TDDでない場合には、基地局で伝送路推定することが出来ない。また、携帯電子装置は出来る限り簡易であることが望まれる。そのため、基地局は、図8に示すように、予め決まっている期間T₀(90)でダウンリンクの伝送速度を切り替える。rate1(91)からrate4(94)は、それぞれ伝送速度が異なっている。携帯電子装置では、基地局が切り替える全ての伝送速度を受信した後に、携帯電子装置で受信可能な最速の伝送速度を基地局に対して申告する(伝送速度申告95)。その後は、携帯電子装置が申告した伝送速度で通信が行なわれる(96)。

【0102】携帯電子装置で基地局からの無線信号を受信可能かどうかは、例えば受信データのパリティをチェックすることで行なえる。パリティチェックのみで申告した伝送速度での受信が行なえるか否かの判断が可能となるため、携帯電子装置の回路構成を簡素化することが出来る。

【0103】以上によって、ダウンリンクの信号伝送速度を最適値に設定することが可能となる。

【0104】次に、本発明の第8実施例に係る無線通信システムについて図9に従い説明する。図9は、基地局と携帯電子装置との間で伝送されるダウンリンク信号とアップリンク信号とを示している。第8実施例では、第7実施例における信号伝送速度可変方法をさらに短時間で行なうものである。

【0105】基地局は、予め決まっている期間T₀(90)でダウンリンクの伝送速度を切り替える。この際、予め設定されて伝送速度の内の高速な方から低速な方に順次切り替えてゆく。携帯電子装置では、基地局からr

ate4(100)で伝送される信号のパリティチェックを行ない、受信可能であれば、基地局に対して伝送速度を申告する(伝送速度申告101)。受信不可能であれば申告を行なわない。基地局では、携帯電子装置から伝送速度の申告を受けたら、その伝送速度に切り替える。

【0106】以上の方法により、ダウンリンクの伝送速度を最適値に設定することが出来る。この方法では、最速の伝送速度から受信するので、通信時の伝送路状態において最も速い伝送速度を短い時間で設定可能である。

【0107】次に、第9実施例に係る無線通信システムについて説明する。

【0108】アップリンクとダウンリンクの伝送速度が非対称な通信方式では、アップリンクの伝送量は、少ない方が望ましい。これは、伝送速度がアップリンクに対して低速であるために、単位時間内では、ダウンリンクの伝送容量が少ないためである。第9実施例によりアップリンクの伝送量を削減することが可能となる。

【0109】図10は、携帯電子装置から基地局に対して伝送されるアップリンクの伝送信号110を示している。伝送信号110内には、定期的にダウンリンクの伝送速度を変化させるための情報信号(変化要求信号D)が含まれている。変化要求信号D(111)は、例えば2ビットの情報(D1, D0)であり、(D1, D0)が(00)の時には現設定のままを意味し(112)、(01)の時にはダウンリンクの伝送速度アップのリクエストを意味し(113)、(10)の時にはダウンリンクの伝送速度ダウンのリクエストを意味する(114)。(D1, D0)が(11)の状態は、設定なしを示す(115)。

【0110】このように携帯電子装置から基地局へ送信するダウンリンクの伝送速度変更要求一回につき、設定されている伝送速度の変化幅が一つしか設定しないことにより、アップリンクの伝送量を減らすことが出来る。

【0111】次に、第10実施例に係る無線通信システムについて説明する。

【0112】高速の無線通信によるマルチメディアを実現するシステムでは、基地局から携帯電子装置に伝送される信号は、画像情報や音声、テキストなど多岐にわたると考えられる。これらの情報は、本来、それぞれ別の情報源から出力されたものであり、無線で伝送する際に一つの信号に多重化されたものである。一般的にそれぞれの情報源におけるシステムクロックは、個々のシステムで独自の周波数を使っている。従来の無線伝送方式では、システムクロックは、1つであり複数存在するように設計することは行なわれない。そのために、可変伝送速度で設定される伝送速度は、システムクロックを分周して得られる周波数に設定されている。しかし、マルチメディアを実現するシステムで伝送される情報は、本来別々のシステムクロックの情報源から得られる情報を多

重化しているため、携帯電子装置において複数のシステムクロックにおいて対応が可能であれば、情報源の多重化を簡素化できる。

【0113】図11は第10実施例の無線通信システムにおいて予め設定される信号伝送速度を示している。伝送速度を可変させる場合には、予め基地局と携帯電子装置で図11に示すような伝送速度の対応テーブルを作成しておくことで、伝送速度の変更を容易に行なうことができる。図11に示す例では、10Mbps(120)から70Mbps(121)まで8段階の伝送速度が設定されている。携帯電子装置が、ダウンリンクの信号伝送速度を10Mbpsに設定したい場合には、制御コード01を送信する。基地局では、図11に示した伝送速度対応テーブルに設定された信号伝送速度に従って、伝送速度を10Mbpsとする。

【0114】伝送速度対応テーブルには、システムクロックの整数倍ではない伝送速度が含まれている。図11では、一例として53.24Mbpsとしている(122)。先に説明したように伝送する信号の情報源が多数存在するようなマルチメディア通信システムでは、異なるシステムクロックが複数存在することが想定される。その場合、複数の情報源からのデータを伝送信号に多重し、他の情報源からのデータと共存させるために、信号の伝送速度を一致させる必要がある。この方法の従来例としては、不要ビットを挿入するスタフ同期等があげられる。

【0115】本発明に係る通信方式では、信号伝送速度が可変であるために、異なる情報源からのデータ毎に信号伝送速度を可変させることによって、多重化が可能である。つまり、各情報源のシステムクロック(例えば122)を、図11に示すように伝送速度の対応テーブルにエンタリーしておくことで、多重化が可能となる。

【0116】図12は、システムクロックが異なる情報源を複数持つマルチメディア通信を行なう際の、携帯電子装置における復調機の構成を示した第11実施例である。基地局から送信された無線信号は、アンテナ130で受信され、MODEM131でベースバンド信号に復号される。制御部132は、MODEM131の出力を監視し、情報源の種類に応じてスイッチ133を切り替え、複数の復号部134から対応する復号部を動作させる。各復号部134は、クロック同期のためのPLL134を具備し、入力されるベースバンド信号から各情報源のデータを復号する。以上の構成により、システムクロックが異なる情報源の信号を信号伝送速度を変化させることで多重化することが可能となる。

【0117】次に、本発明の第12実施例に係る無線通信システムについて図13に従い説明する。図13は伝送誤り検出のための信号の生成方法を示している。

【0118】最大の伝送速度は、伝送路状況を推定することによって求めることが出来る。伝送路状況の推定

は、受信信号と既知信号を用いて行なう。一般的に、伝送路の推定は膨大な計算を必要とする。本発明では、基地局と携帯電子装置間で制御チャネルを用いて信号伝送を行ない、伝送品質を確認することが可能である。そのために、伝送速度を変化させて信号を送信し、復調信号の符号誤りを検出することで伝送路状況を推定することが可能となる。

【0119】図13において、まず、rate1では、3ビットのデータ141に対してチェックビット142を2ビット付加している。rate2では、rate1でのデータ部141とチェックビット142を含む5ビットを、rate2の伝送速度で10ビット分(143)に変換し、この10ビット(143)に対してチェックビット144を付加する。rate3では、143と144の12ビットをrate3の伝送速度で24ビット分(145)に変換し、24ビット分(145)に対してチェックビット146を付加する。このようにして生成された符号誤り検出信号を各伝送速度で復調し、各伝送速度のチェックビット検査することで伝送速度を決定することが可能となる。

【0120】次に、第13実施例に係る無線通信システムについて説明する。図14は第12実施例による制御チャネルの信号の一部を示している。第4実施例に示したように、基地局は、ダウンリンクの伝送速度を変更する際に、変更後の信号伝送速度と変更タイミング(変更時期)を知らせる。図14は、信号伝送速度と変更タイミングを通知するための信号の構成を示したものである。

【0121】まず、ダウンリンクの信号中に信号伝送速度を変更する際の通知信号であることを意味する変更コード150が送出され、次に変更後の信号伝送速度rateを示す情報151(ここでは、4ビットとしている)が送出される。次に、伝送速度変更タイミングを示す情報152(ここでは、8ビットとしている)が伝送される。伝送速度変更タイミング152では、変更コード150から何ビット伝送された後に信号伝送速度が変更されるかを示している。

【0122】以上の方法によって基地局がダウンリンクの信号伝送速度と変化タイミングを通知することが可能となる。

【0123】次に、本発明の第14実施例に係る無線通信システムについて図15に従い説明する。図15は、第14実施例における基地局と携帯電子装置とのシーケンスを示す。

【0124】基地局から携帯電子装置に伝送されるダウンリンクの信号には、ダウンリンクの伝送路特性を推定するために、既知記号160が挿入されている。携帯電子装置では、既知信号160をもとに伝送路特性を推定し、ダウンリンクの信号伝送速度を変更するか否かを決定する。伝送路推定と同時に携帯電子装置では、基地局

から送られてくる受信波を復調して情報を得ている。ダウンリンクの信号伝送速度を変更する場合には、基地局に対して伝送速度変更要求161を出力する。図15に示す例では、伝送速度変更要求161を出力すると同時に、受信する信号伝送速度を切替える。そのために、携帯電子装置が受信中の信号伝送速度と同じ伝送速度で基地局から送信されるまで、受信波を復調することはできない。基地局では、伝送速度変更要求161に応じて、ダウンリンクの信号伝送速度を変更する(162)。携帯電子装置では、信号伝送速度を変更された後のダウンリンク信号を受信し、受信した信号の復調を再開する(163)。

【0125】以上のシーケンスによって、ダウンリンクの信号伝送速度を変更することが可能となる。第4実施例では、基地局からダウンリンクの信号伝送速度を変更するタイミングを携帯電子装置に伝送して切替えを行なう。第14実施例では、携帯電子装置からの信号伝送速度変更要求に対して、即時に切替えが行なわれるので、速い伝送路変動に追従することが可能となる。

【0126】また、携帯電子装置が第14実施例のように、信号伝送速度の変更要求と同時に受信波の伝送速度を変更する時、変更要求が符号誤りによって基地局に伝送されなかった場合、携帯電子装置での受信時の信号伝送速度と基地局の送信時の信号伝送速度が異なるのでダウンリンクによる通信が不可能となる。これを回避するためには、以下の方法が有効である。

【0127】まず第1は、携帯電子装置が信号伝送速度の変更要求を送信後に、一定時間基地局からの信号を監視し、受信できなければ元の伝送速度に戻す方法である。第2は、携帯電子装置が、異なる2つ以上の信号伝送速度を受信可能なように、復調部を2つ以上具備する方法である。

【0128】第1の方法では、携帯電子装置が信号伝送速度変更要求を出力した一定時間後に再び変更要求前の信号伝送速度に戻すため、伝送品質が改善されない欠点がある。その解決のためには、制御チャネルで信号伝送速度を知らせる方法をとる。つまり、基地局から送信される信号の伝送速度を携帯電子装置に知らせることにより前記の問題点を解決する。第2の方法では、復調部を2つ以上具備しなければならぬので、携帯電子装置の小型化の実現を困難にする。しかしながら、以上の構成をとることによって伝送品質を改善することが可能となる。

【0129】以上詳述したように、アップリンクの伝送速度とダウンリンクの伝送速度が非対称な通信方式において、ダウンリンクの伝送速度を基地局と携帯電子装置間の伝搬状況に応じて変化させることが出来る。これによって、ダウンリンクの伝送品質を確保することが可能となる。

【0130】また、携帯電子装置において伝送路状況を

推定する回路のみを具備すれば、基地局において伝搬状況を把握することが可能となり、TDMA/TDD以外のアクセス方式でも可変伝送速度を実現することが可能となる。さらに、携帯電子装置において伝送速度を変化させる判断を行なう回路を具備すれば、ダウンリンクの伝搬状況を基地局に申告することが不要により、アップリンクの伝送量を削減することが出来、総合的なスループットを向上することができる。

【0131】また、予め決められた期間毎にダウンリンクの伝送速度を変化させ、最適な伝送速度を求める本発明によれば、伝送路状況を推定する回路を簡素化することが可能となる。さらに、最適な伝送速度を求めるために要する時間を短縮することが可能となる。

【0132】また、アップリンクの伝送速度がダウンリンクの伝送速度に比べて低いことによって発生するアップリンクの伝送容量削減の問題を解決することが可能となる。さらに、携帯電子装置で受信不可能な無駄な無線伝送を減少させることが可能となる。

【0133】また、システムクロックが異なる複数の情報源の信号を伝送するマルチメディアサービスにおいて、システムクロックの異なる情報を多重化することが可能となる。さらに、ダウンリンクの伝送速度を切り替えるタイミングと変更後の伝送速度を通知することで、携帯電子装置での伝送速度の変更を容易にすることが可能となる。

【0134】次に、高い伝送品質を確保して情報通信の信頼性を高めるために、誤り訂正符号を用いた通信を行なう無線通信システムについて説明する。以下では、誤り訂正符号を用いて高い伝送品質を確保しつつ、消費電力を低減して簡易な携帯電子装置の構成を可能とし、また全体の伝送効率の向上を図る。

【0135】本発明の第15実施例に係る無線通信システムについて説明する。図16は、基地局と携帯電子装置から構成される無線通信システムにおいて、携帯電子装置に設けられた誤り訂正装置の構成を示すブロック図である。

【0136】携帯電子装置における誤り訂正装置は、基地局(図示せず)から携帯電子装置へ送信された無線信号を受信する受信アンテナ201、無線信号からデータ信号(記号列)に変換する受信装置202、基地局と携帯電子装置との間の伝送路の伝送品質を推定する伝送品質推定装置203、伝送品質推定装置203による推定結果に応じてスイッチ205a、205bの切り替え制御を行なうスイッチ制御装置204、受信装置202から出力されるデータ信号の経路を冗長性除去装置206または誤り訂正復号装置207の何れかに切り替えるスイッチ205a、205b、データ信号中の誤り訂正のための冗長部分(誤り訂正符号)を除去する冗長性除去装置206、データ信号に対して誤り訂正復号を行なう誤り訂正復号装置207、データ信号について各種処理

を行なう処理装置208から構成される。

【0137】第15実施例では、基地局から伝送される信号は、冗長性を取り除くだけで情報系列を得ることのできる符号を使って誤り訂正符号化されている記号列から作られている。基地局から携帯電子装置への無線伝送路では誤りを起こし得る。伝送品質推定装置203は、伝送路の伝送品質を推定し、スイッチ制御装置204により、記号列が、誤り訂正装置によって処理されるか、冗長性除去装置によって処理されるかを制御する。通常、高い伝送品質を確保するために、図16に示すようにスイッチ205a、205bが誤り訂正復号装置207側に切り替えられて、データ信号は、誤り訂正装置によって処理される。

【0138】なお、図16中では、受信装置202が電波を受信するかのごとく描かれているが、電波以外の伝送媒体であっても良い。

【0139】図17は、発明の第15実施例における伝送品質推定装置203の構成を示している。一般に、伝送品質の正確な測定は困難であると同時にコストがかかる。このため、伝送品質推定装置203は、伝送品質推定の簡便化のために、伝送品質と関連の高い物理現象の測定結果、すなわち(1)受信電界強度、(2)アイパターンの分散、(3)既知パターン(ユニークワード(既知情報))の検出、(4)受信後誤り率、(5)その他、を単独で、あるいは組み合わせることにより伝送品質の推定を行い、スイッチ制御装置204に対してスイッチ切り替え制御を指示する。

【0140】(1)受信電界強度、及び(2)アイパターンによる伝送品質の測定は、例えば受信装置202から、それぞれに関するデータについて入力して行なう。また、(3)既知パターン(ユニークワード(既知情報))による伝送品質の測定は、例えば第4実施例及び第5実施例に示すようにして行なう。すなわち、基地局から伝送されるダウンリンク信号に、伝送路の伝送品質推定用の既知パターンが挿入されており、この既知パターンを検出して行なう。なお、図16には、既知パターンを検出するための既知信号検出部を図示していない。(4)受信後誤り率による伝送品質の測定は、例えば冗長性除去装置206による冗長性除去、あるいは誤り訂正復号装置207による誤り訂正を行なった後の誤り検出によって行なう。

【0141】ここで、伝送品質測定装置203は、(3)既知パターン、及び(4)受信後誤り率によって得られた、ビット誤り率に基づいてスイッチ切り替えの制御を指示するものとする。この場合、誤り訂正前と誤り訂正後の2段階で、ビット誤り率に基づく判定を行なうことになる。伝送品質測定装置203は、予め設定されたしきい値(基準品質)と、ビット誤り率とを比較し、その結果、ビット誤り率がしきい値よりも大きい場合には、スイッチ制御装置204に対して、スイッチ2

05a、205bを誤り訂正復号装置207側へ切り替えるように指示する。また、比較の結果、伝送品質測定装置203は、ビット誤り率がしきい値以下であった場合には、スイッチ制御装置204に対して、スイッチ205a、205bを冗長性除去装置206側へ切り替えるように指示する。この際、ビット誤り率に対するしきい値は、符号化利得を考慮して2段に設定する。すなわち、誤り訂正後での判定では、当然、ビット誤り率が低くなっているので、しきい値もそれに応じて設定する。

【0142】例えば、冗長性除去装置206の動作に要する消費電力が、誤り訂正復号装置207の動作に要する消費電力に比較して十分小さいものとする、伝送品質測定装置203におけるビットと誤り率としきい値との比較の結果、しきい値を越える頻度が半分であれば、復号に要する消費電力が半分に低減される。従って、電子携帯装置の消費電力が低減されることから、構成を簡単にすることが可能となる。

【0143】図18乃至図20には、第15実施例における、伝送路品質の推定値を元に誤り訂正装置の動作を決めるためのアルゴリズムを示している。図18に示すように、伝送品質推定装置203によって求められた時刻tにおける伝送品質の推定値(xt)と、しきい値(基準品質)とを比較した結果、xtがしきい値以下であった場合には、誤り訂正を行なうことは冗長であるので誤り訂正を停止し、消費電力の低減を図る。また、xtがしきい値を越える場合には、高い伝送品質を確保するために誤り訂正を作動させる。図19に示すアルゴリズムでは、図18に示すアルゴリズムに、さらに慣性項を付加して過去n回の推定値も参照することで伝送品質の推定値の精度を高めるようにしている。図20に示すアルゴリズムは、慣性項をべき指数の関係になるようにすることで過去の推定値の記憶量を削減できるようにしている。

【0144】図21及び図22は、第15実施例で受信後誤り率を測定するために接続符号を用いる場合の接続符号の構成例を示している。

【0145】図21に示す構成では、情報ビット210に対して、誤り検出符号CRC(211)及び誤り訂正符号ECC(212)からなる冗長性が付加されている。情報ビット210は、誤り検出符号CRC(211)により符号化された後、誤り訂正符号化される。受信後誤り率の推定は、誤り訂正もしくは冗長性除去を行なった後の誤り検出によって行なう。ただし、この場合、冗長部分に含まれる誤りに関しては感知していない。また、図21に示す構成の他に、誤り検出符号の代わりに誤り検出と誤り訂正を同時に行える符号、例えばBCH符号等を用いることにより、誤り訂正装置が動作している場合の誤り訂正能力を高めることが可能となる。誤り訂正を行わなくても容易に符号語から情報系列を取り出すことが可能な符号としては、組織的符号、Invertible

符号、Q L I 符号などがある。

【0146】図22に示す構成では、情報ビット213に対して、誤り訂正符号ECC(214)及び誤り検出符号CRC(215)からなる冗長性が付加されている。情報ビット213は、誤り訂正符号ECC(214)によって誤り訂正された後、誤り検出符号CRC(215)により符号化される。受信後誤り率の推定は、まず誤り検出符号CRC(215)により誤り検出を行う。その後、冗長性除去もしくは誤り訂正が行える。誤り検出符号CRCの代わりに誤り検出と誤り訂正が同時に行える符号、例えばBCH符号等を用いることにより、誤り訂正装置が動作している場合の誤り訂正能力を高めることが可能となる。

【0147】図23は第15実施例における誤り訂正装置の別の構成例を示している。図23では、誤り訂正復号としてシンドロームを用いる符号を利用している。シンドロームを用いる符号を利用した場合、復号はシンドローム計算装置221と、誤りパターン生成装置225の2段階で行われ、シンドロームによって符号語に誤りが含まれているかどうかを検出できる。シンドローム計算を誤り検出機構として用いることにより、受信後誤り率を伝送品質の推定に利用することができる。この構成によれば、別に誤り検出機構を持つことがないので回路規模の節減になる。

【0148】次に、本発明の第16実施例について図24を参照しながら説明する。図24は、第16実施例における誤り訂正装置の構成を示すブロック図である。図16に示す第16実施例の誤り訂正装置と同一部分については同一符号を付して説明を省略する。

【0149】伝送品質推定装置203による伝送品質情報を使った制御以外にも、誤り訂正能力を制御する手段がある。例えば、電子携帯端末を利用して、端末の電力の残りが少なくなってきたので、誤りを許容してもよいから、情報を最後まで手に入れたいという状況で、外部からの制御により、強制的に誤り訂正復号を行わないようにすることで、電力の消費を節減することができる。また、通信している情報の重要度に応じて、誤りの許容度を、利用者からの指示に応じて制御することもできる。またOSI階層の上位階層による制御を行うことも考えることができる。

【0150】次に、本発明の第17実施例について図25を参照しながら説明する。図25は、第17実施例における誤り訂正装置の構成を示すブロック図である。図16に示す第16実施例の誤り訂正装置と同一部分については同一符号を付して説明を省略する。

【0151】誤り訂正復号装置207により誤り訂正を行わない場合でも、冗長性除去の前に誤り検出装置228によって誤り検出を施し、その結果に応じて再送制御を行う等、情報の信頼性を保証することができる。誤り検知信号は上位階層(図25では処理装置208)に対

して伝達される。処理装置208は、基地局に対して情報の再送要求を行なうように電子携帯装置を制御する。

【0152】例えば誤り訂正と誤り検出の両方を行える符号、例えばBCH符号を用いていることで、このような機構を伝送レートを落とすことなく実現できる。

【0153】次に、本発明の第18実施例について図26を参照しながら説明する。図26は、第18実施例における誤り訂正装置の構成を示すブロック図である。図16に示す第16実施例の誤り訂正装置と同一部分については同一符号を付して説明を省略する。図26に示す誤り訂正装置には、複数のそれぞれ異なった能力を持つ誤り訂正装置233-1~233-nが設けられている。

【0154】基地局からのダウンリンクによりマルチメディアサービスが実現される場合、基地局から電子携帯装置に対して伝送されてくる情報にはいくつかの形態、例えば音声、画像等、各種存在する。電子携帯装置では、伝送された情報の形態に応じて、複数の誤り訂正装置233-1~233-nから最も適する誤り訂正装置を選択するように、スイッチ制御装置230が機能する。電子携帯装置側では、どの形態の情報が送られているかを知る必要があるが、これは、予め知らされているか、もしくは伝送されてくる情報にヘッダ等の形で付加された情報によって指示するようにできる。スイッチ制御装置230は、伝送される情報の形態を判別し、対応する誤り訂正復号装置によって誤り訂正が実行されるように、スイッチ231a、231bを切り替える。これにより、例えば、音声等では、人間の聴覚特性に合わせて、聞き取りに対する重要さに応じて、誤り訂正の度合いを変える、または、画像の伝送においては、直交変換を行った後の直流成分に重要な情報が含まれているので能力の高い誤り訂正符号化を行い、交流成分は能力の低い誤り訂正を行うことで、レートをあげる等、情報の形態に応じて適した形の誤り訂正方式を選択することができる。

【0155】次に、本発明の第19実施例について図27を参照しながら説明する。図27は、第19実施例における誤り訂正装置を用いた無線通信システムの構成を示すブロック図である。

【0156】受信局(電子形態装置)は、伝送品質推定装置243により伝送路の品質を推定し、推定結果に応じて誤り訂正復号装置246による誤り訂正の実行を制御し、送信局(基地局)との間で、ネゴシエーションを行うことにより、誤り訂正装置を動作を制御する。

【0157】伝送品質が基準品質より劣ると判定されたときは、誤り訂正を行わないこととし、基準品質を満たすと判定されたときは、誤り訂正を行う。

【0158】図28は第19実施例の無線通信システムにおける、送信局と受信局のネゴシエーションの例を示す。伝送品質の劣化を検知した受信局は、誤り復号訂正

装置246の使用を決定し、誤り訂正復号装置246の使用を送信局に促すための伝送品質劣化の通知を送信する。送信局は、伝送品質劣化の通知を受け、誤り訂正符号化装置256を作動させ、誤り訂正符号化装置256を作動させた旨を受信局に通知する。通知を受けた受信局は、受信する信号が誤り訂正符号化されたものであることが分かるので、伝送品質推定装置243によってスイッチ245a、245bを切り替えて誤り訂正復号装置246を作動させる。

【0159】また、伝送路品質の劣化を検知してから、誤り訂正復号装置246が動作するまでの期間に受信した情報は著しく信頼性に欠けると判断できる。従って、この期間の情報を捨てることにより、信頼性を高めることができる。

【0160】さらに、伝送路品質が改善されたことを検知した受信局は、誤り訂正復号装置246の不使用を送信局に通知する。通知を受けた送信局は、誤り訂正符号化装置256の動作を停止し、停止した旨を受信局側に通知する。通知を受けた受信局は、誤り訂正復号装置246の動作を停止させる。

【0161】図29は第19実施例の誤り訂正装置を用いた通信システムにおける、符号化を行わないことによる伝送レートの向上を示す。誤り訂正装置が動作していない時は、誤り訂正符号化による冗長部分を伝送しないことにより、符号長を短くして伝送レートをあげる。

【0162】図30は第20実施例の誤り訂正装置を用いた通信システムにおける、誤り訂正符号化による冗長部に情報を埋め込んだときの伝送レートの向上を示す。誤り訂正装置が動作していない時は、誤り訂正符号化による冗長部分に代えて、情報ビットを埋め込むことで伝送レートをあげる。

【0163】図31は第21実施例における誤り訂正装置を用いた通信システムの構成を示すブロック図である。第21実施例における誤り訂正装置には、伝送品質の違いに応じた複数の誤り訂正復号装置255-1～255-nが設けられている。

【0164】例えば、高誤り率用の符号Aと低誤り率用の符号Bとがあって、それぞれに対応する誤り訂正復号装置が設けられている。通常は、符号Bを使用し、誤りが高くなることが予想される場合には、符号Aに切り換え、誤り率が低くほとんど誤りが生じないと予想される場合には、符号Bで符号化してから送信して、誤り訂正を行わないか、符号化そのものを止めてしまう。

【0165】また、バースト性の誤りが多い伝送路とランダム性の誤りが多い伝送路では適した符号は異なる。この場合、伝送品質推定装置は誤りの種類も見分ける必要がある。

【0166】携帯電子装置では、符号の切り換えに応じて、複数の誤り訂正復号装置255-1～255-nから対応する誤り訂正復号装置を選択して使用する。伝送

品質推定装置203による伝送品質の推定結果により、誤り訂正復号装置を選択することにより、一定の信頼性を保ったまま、電力消費の最適な制御を行う。復号装置の中には冗長性除去装置を含んでもよい。また、要求されている信頼性に適した誤り訂正装置を選ぶこともできる。

【0167】図32は第22実施例における誤り訂正装置を用いた通信システムの構成を示すブロック図を示している。第22実施例の誤り訂正装置は、基地局260と通信し、協力することにより、伝送品質の推定の精度を高める。例えば、基地局260に対して、受信電界強度等の伝送品質と関連の高い物理現象の測定結果を送り、基地局260にしかできないような複雑な計算を行ってもらい、その結果を送り返してもらい、スイッチ制御装置227によりスイッチ205a、205bの制御を行う。また、基地局260は、より広範な情報を得ることが可能なので、伝送品質に関する推定の精度を高めることができる。また、基地局260は、場所や時間等と、伝送品質の間の関係について、データベース261等を使って過去の結果を利用できる。例えば、無線通信でTDD等のように送信と受信で同じ伝送路を用いる場合、伝送路の品質測定の一部（伝送路に対するシャドウイングの影響等）の測定を請け負ってもらうことにより、伝送品質推定装置271を簡略化することができる。

【0168】以上詳述したように、本発明の誤り訂正装置を用いれば、適応的に誤り訂正能力を制御することにより、情報の信頼性を保証しながら、消費電力を節約することができる簡単な構成の携帯電子装置を提供できる。

【0169】また、誤り訂正装置を独立して使用するだけでなく、無線通信システムの一部として組み込むことにより、さらに電力消費、通信効率の面で効果を高めることが可能となる。

【0170】

【発明の効果】以上詳述したように本発明によれば、基地局から携帯電子装置に伝送する信号において発生する誤りを減少させ、マルチパスの有無にかかわらずダウンリンクにおける高い伝送品質を確保しつつ全体の伝送効率を向上させ、さらに携帯電子装置の構成を簡易にすることが可能となる。

【0171】また、誤り訂正符号を用いて高い伝送品質を確保しつつ、消費電力を低減して簡易な携帯電子装置の構成を可能とし、また全体の伝送効率を向上させることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による無線通信システムを用いたデータ通信システムの構成を示す図。

【図2】本発明の第1実施例に係る基地局と携帯電子装置の構成を示す図。

【図3】本発明の第2実施例に係る携帯電子装置の構成を示したブロック図。

【図4】本発明の第3実施例に係る携帯電子装置の構成を示したブロック図。

【図5】本発明の第4実施例に係る基地局と携帯電子装置とのプロトコルを示す図。

【図6】本発明の第5実施例に係る基地局と携帯電子装置とのプロトコルを示す図。

【図7】本発明の第6実施例に係る基地局におけるダウンリンク伝送速度変更の手順を示すフローチャート。

【図8】本発明の第7実施例に係るダウンリンク及びアップリンク信号を示す図。

【図9】本発明の第8実施例に係るダウンリンク及びアップリンク信号を示す図。

【図10】本発明の第9実施例に係るアップリンク信号を示す図。

【図11】本発明の第10実施例に係る予め定められたダウンリンクの伝送速度とコードのテーブルを示す図。

【図12】本発明の第11実施例に係る携帯電子装置の構成を示す図。

【図13】本発明の第12実施例に係る伝送誤り検出のための信号の生成方法を示す図。

【図14】本発明の第13実施例に係る基地局から携帯電子装置に伝送されるのダウンリンクの伝送速度の変更と変更タイミングを通知する信号の構成を示した図。

【図15】本発明の第14実施例に係る基地局と携帯電子装置とのプロトコルを示した図。

【図16】本発明の第15実施例に係る無線通信システムの携帯電子装置に設けられた誤り訂正装置の構成を示すブロック図。

【図17】本発明の第15実施例における伝送品質推定装置の構成を示す図。

【図18】本発明の第15実施例における伝送路品質の推定値を元に誤り訂正装置の動作を決めるためのアルゴリズムを示す図。

【図19】本発明の第15実施例における伝送路品質の推定値を元に誤り訂正装置の動作を決めるためのアルゴリズムを示す図。

【図20】本発明の第15実施例における伝送路品質の推定値を元に誤り訂正装置の動作を決めるためのアルゴリズムを示す図。

【図21】本発明の第15実施例で受信後誤り率を測定するために接続符号を用いる場合の接続符号の構成例を示す図。

【図22】本発明の第15実施例で受信後誤り率を測定するために接続符号を用いる場合の接続符号の構成例を示す図。

【図23】本発明の第15実施例における誤り訂正装置の別の構成例を示すブロック図。

【図24】本発明の第16実施例における誤り訂正装置の構成を示すブロック図。

【図25】本発明の第17実施例における誤り訂正装置の構成を示すブロック図。

【図26】本発明の第18実施例における誤り訂正装置の構成を示すブロック図。

【図27】本発明の第19実施例における誤り訂正装置を用いた無線通信システムの構成を示すブロック図。

【図28】本発明の第19実施例の無線通信システムにおける送信局と受信局のネゴシエーションの例を説明するための図。

【図29】本発明の第19実施例の誤り訂正装置を用いた通信システムにおける伝送レートの向上を説明するための図。

【図30】本発明の第20実施例の誤り訂正装置を用いた通信システムにおける伝送レートの向上を説明するための図。

【図31】本発明の第21実施例における誤り訂正装置を用いた通信システムの構成を示すブロック図。

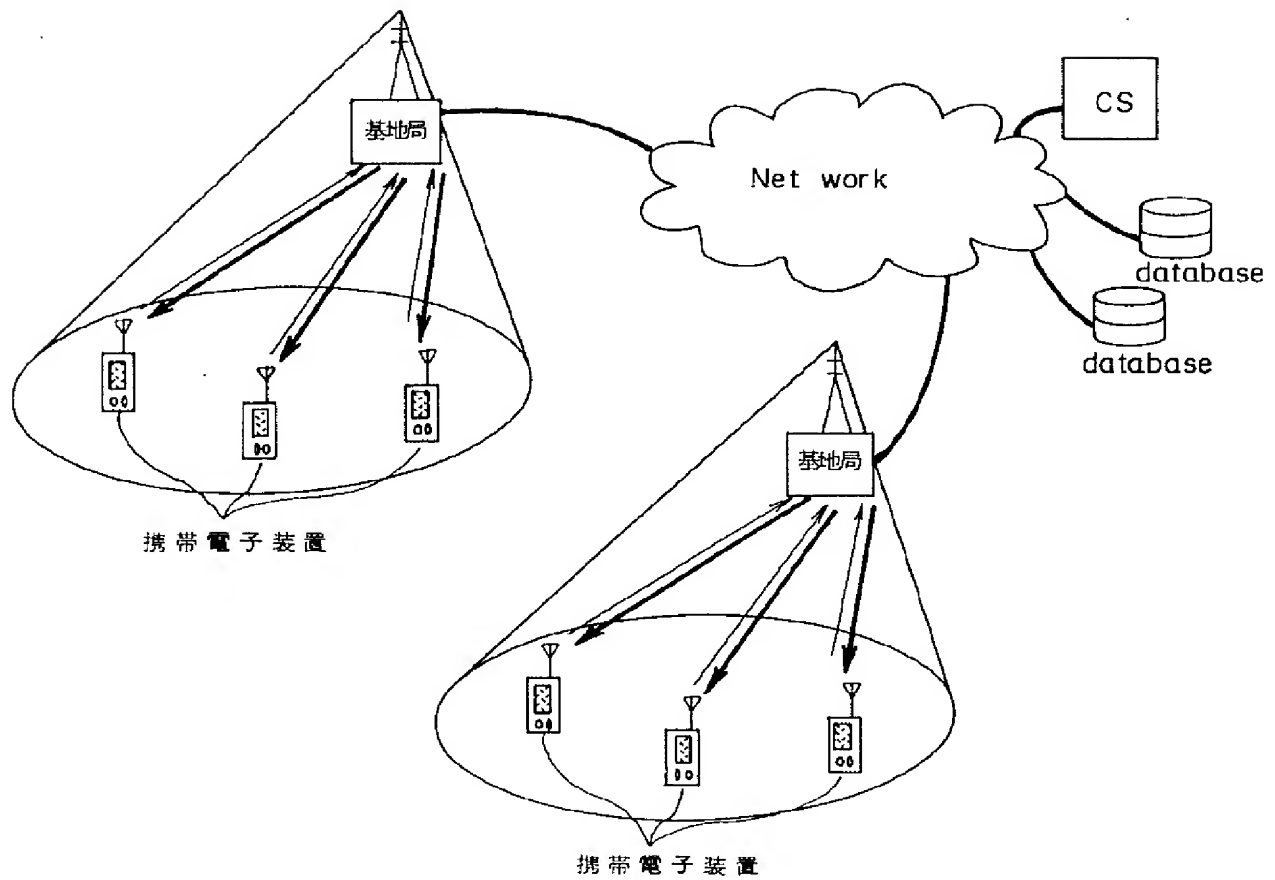
【図32】本発明の第22実施例における誤り訂正装置を用いた通信システムの構成を示すブロック図。

【図33】従来の無線通信システムにおける変調パラメータの選択を説明するための図。

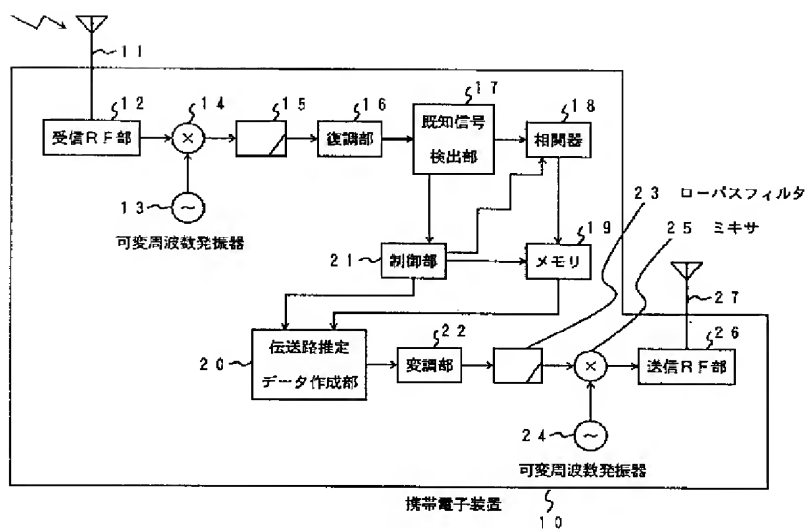
【符号の説明】

000…基地局、002, 009, 010, 017…アンテナ、033, 001, 011, 016…RF部、004, 012…復調部、005…伝送速度変更要求信号検出部、006…制御部、007, 015, 22…変調部、001…携帯電子装置、013…伝搬路推定部、014…制御部、10…携帯電子装置、11, 201…受信アンテナ、12…受信RF部12, 13, 24…可変周波数発振器、14, 25…ミキサ、15, 23…ローパスフィルタ、16…復調部、17…既知信号検出部、18…相関器、19…メモリ、20…伝送路推定データ作成部、21…制御部、26…送信RF部、27…送信アンテナ、30…無線伝搬状況判定回路、31…伝送速度変更要求データ作成部、33…受信電界強度検出部、202…受信装置、203…伝送品質推定装置、205a, 205b, 231a, 231b…スイッチ、204, 224…スイッチ制御装置、206…冗長性除去装置、207, 233-1~233-n, 255-1~255-n…誤り訂正復号装置、208…処理装置、221…シンドローム計算装置、225…誤りパターン生成装置、228…誤り検出装置、256…誤り訂正符号化装置、261…データベース。

【図1】



【図3】



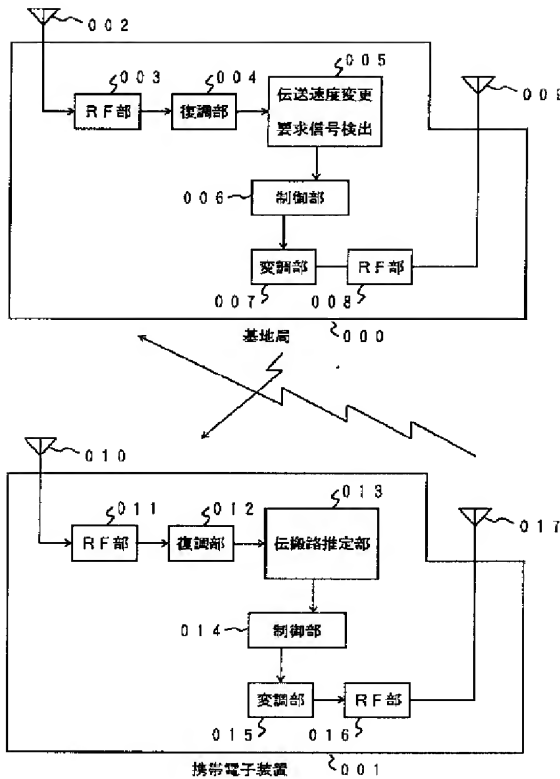
【図11】

コード	信号伝送速度 (bps)	
01	10M	120
02	20M	
03	30M	
04	40M	
05	50M	
11	53.24M	122
06	60M	
07	70M	121

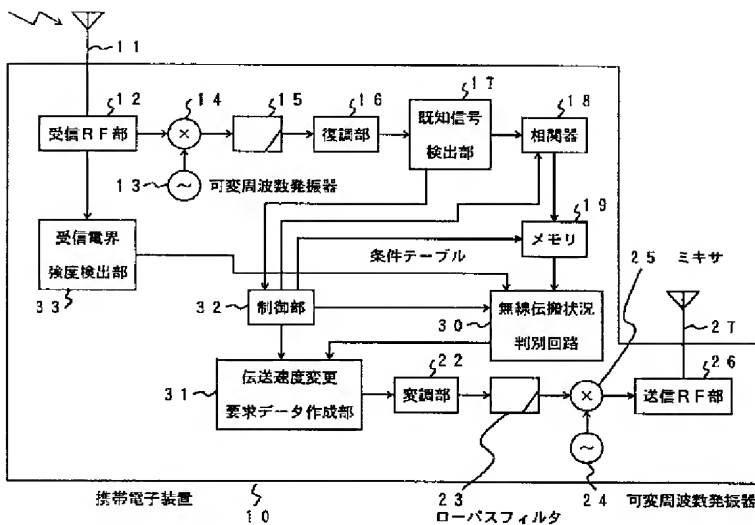
【図21】

情報ビット	CRC	ECC
210	211	212

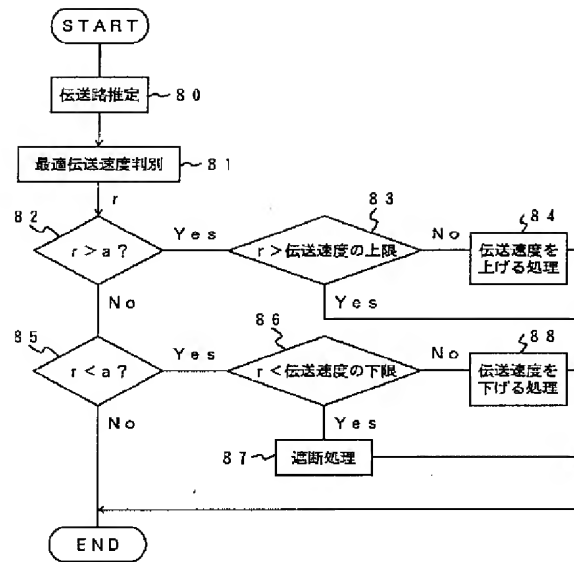
【図2】



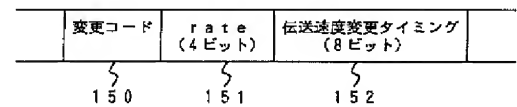
【図4】



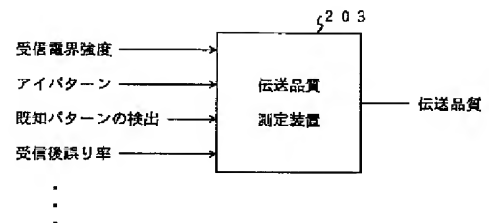
【図7】



【図14】

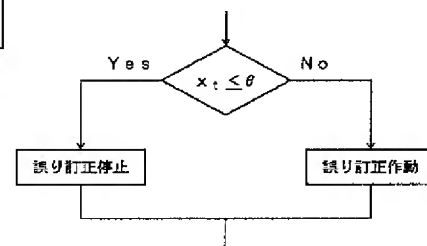


【図17】

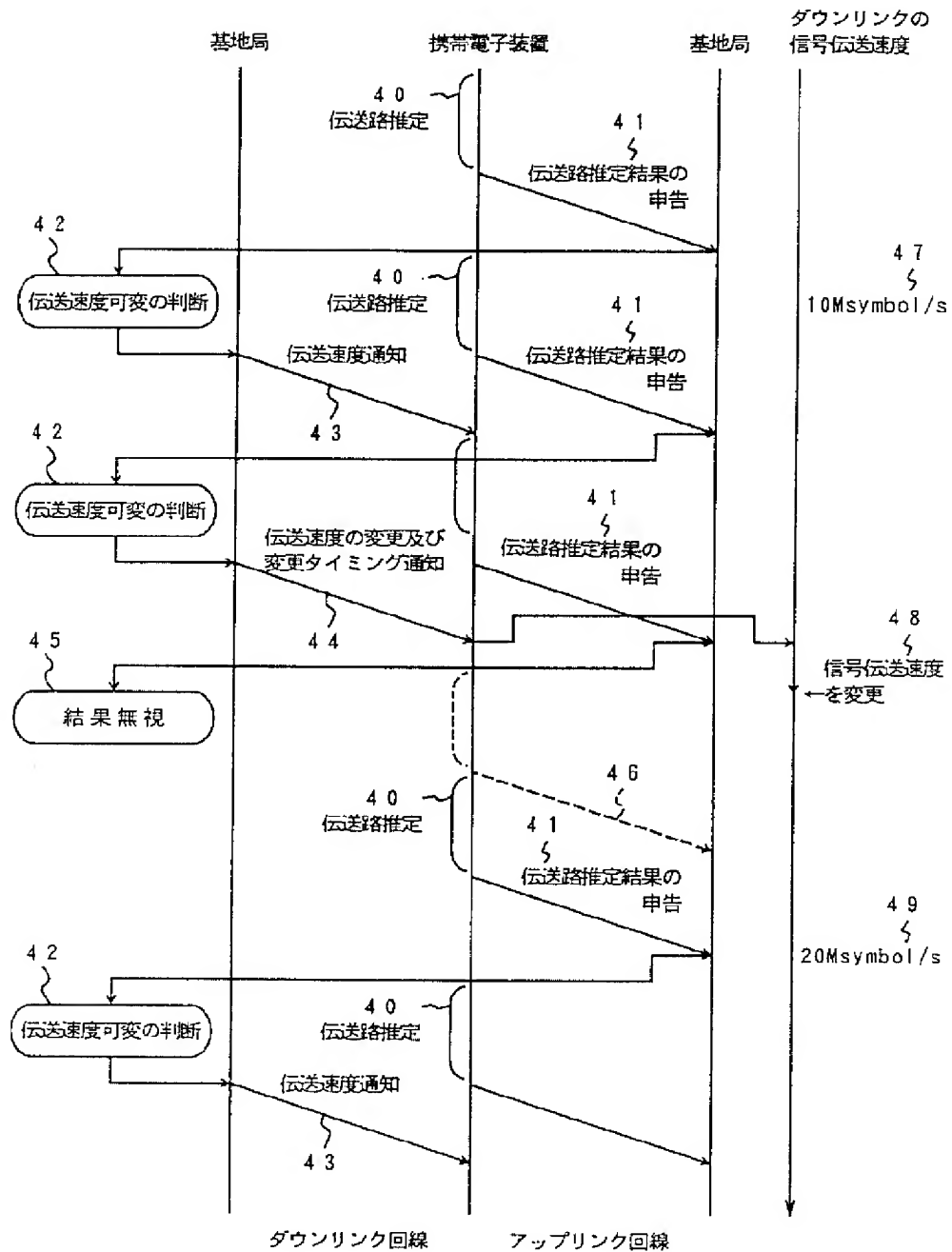


【図18】

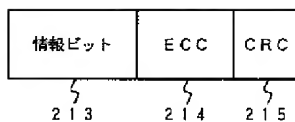
x_t : 時刻 t における伝送路品質の推定値 (0~1)
 θ : しきい値 (基準品質)



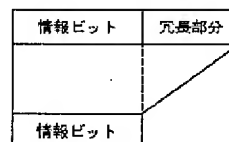
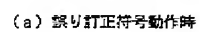
【図5】



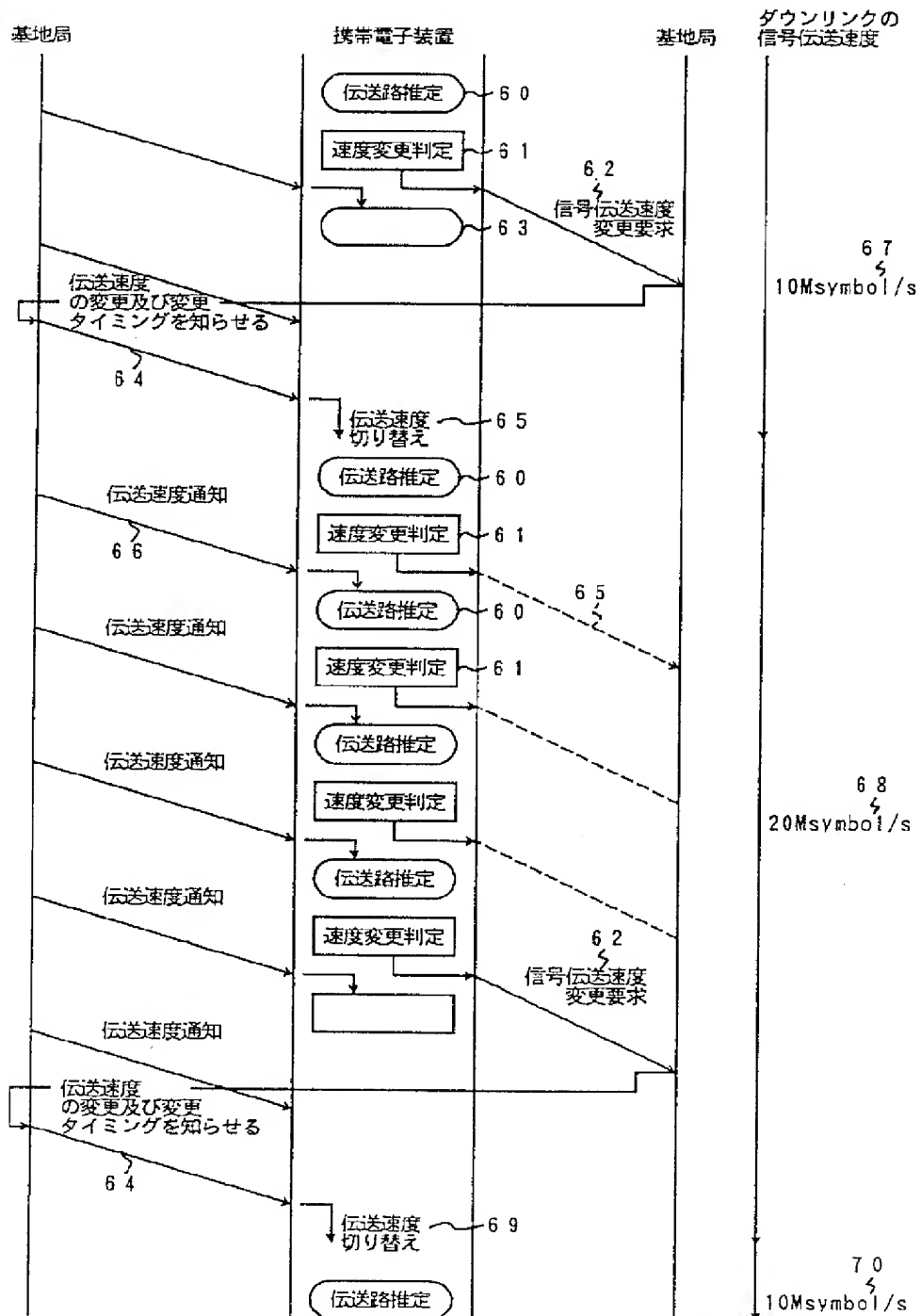
【图 2-2】



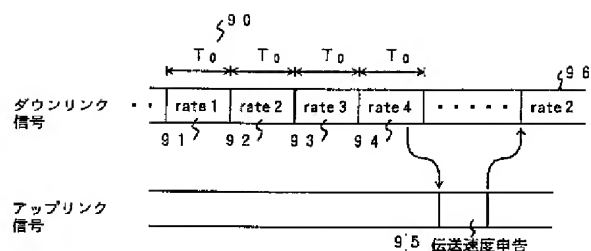
【例 29】



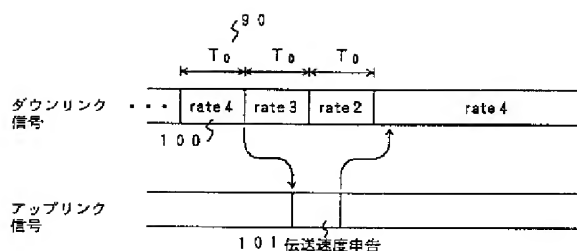
【图6】



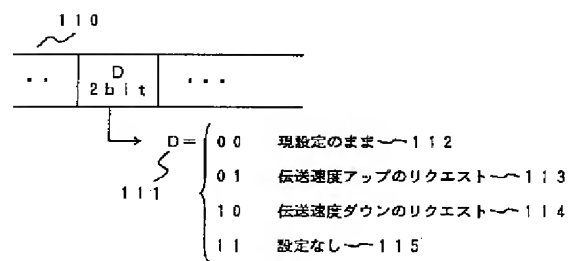
【図8】



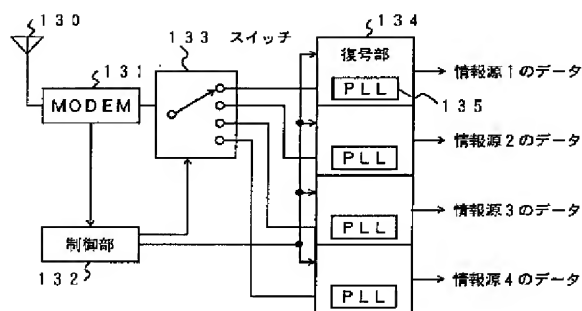
【図9】



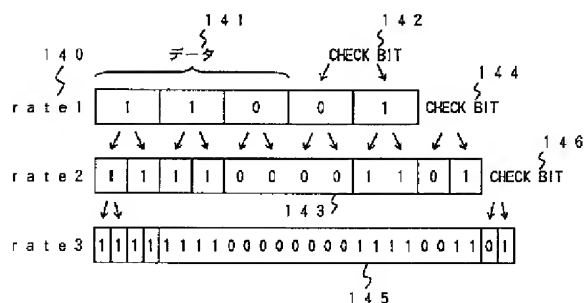
【図10】



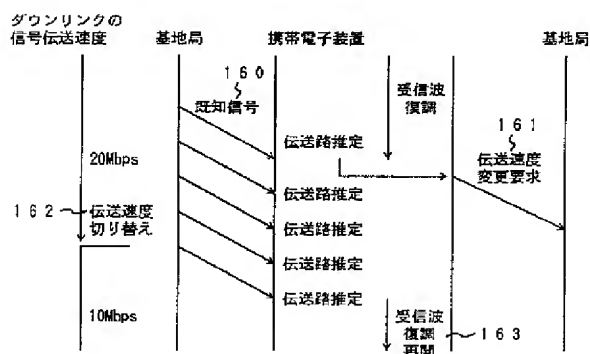
【図12】



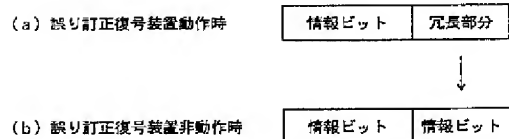
【図13】



【図15】



【図30】

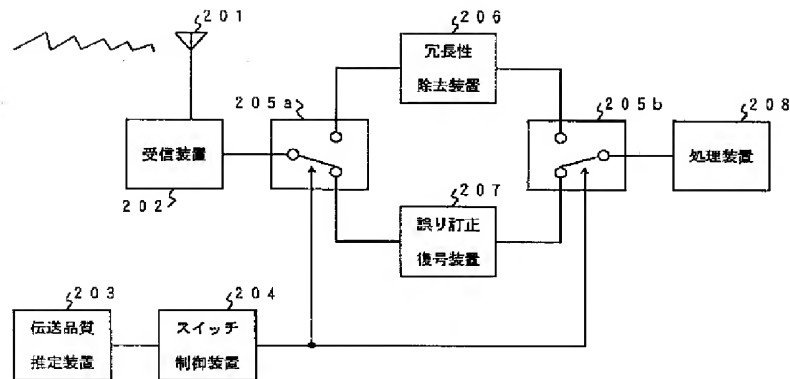


【図33】

変調パラメータの選択方法

C/N ₀ の推定値 x (dB)	使用変調パラメータ
x < 52.96	QPSK 8ksymbol/s
52.96 ≤ x < 55.97	QPSK 16ksymbol/s
55.97 ≤ x < 58.98	QPSK 32ksymbol/s
58.98 ≤ x < 65.90	QPSK 64ksymbol/s
65.90 ≤ x < 72.22	16QAM 64ksymbol/s
72.22 ≤ x < 78.27	64QAM 64ksymbol/s
78.27 ≤ x	256QAM 64ksymbol/s

【図16】



【図19】

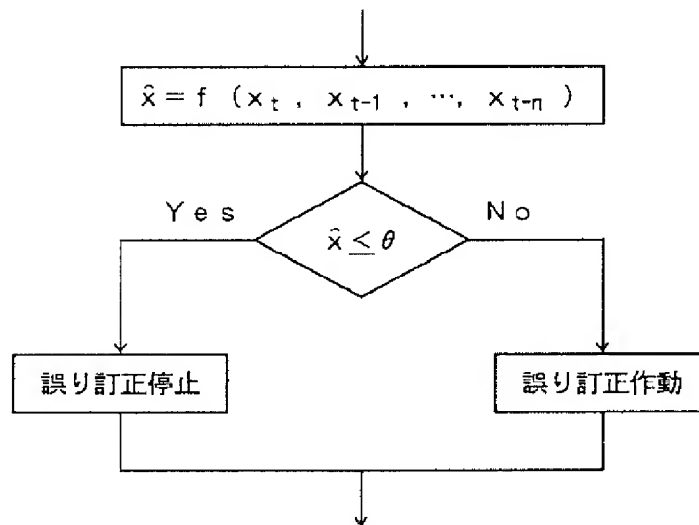
x_t : 時刻 t における伝送路品質の推定値 ($0 \sim 1$)

θ : しきい値 (基準品質)

\hat{x} : 慣性を加味した伝送品質の推定値

$f(x_t, x_{t-1}, \dots, x_{t-n}) = \varepsilon_0 x_t + \varepsilon_1 x_{t-1} + \varepsilon_2 x_{t-2} + \dots + \varepsilon_n x_{t-n}$

$\varepsilon_0, \varepsilon_1, \dots$: 重み係数 ($1 \geq \varepsilon_0 > \varepsilon_1 > \dots$)



【図20】

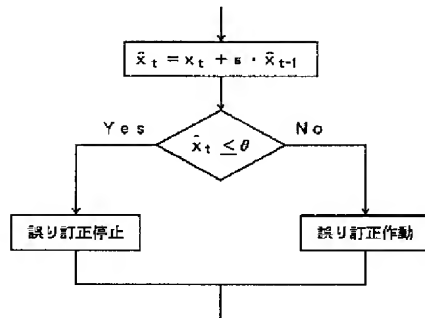
$$\begin{cases} \varepsilon_0 = 1 \\ \varepsilon_1 = \varepsilon \\ \vdots \\ \varepsilon_n = \varepsilon^n \end{cases}$$

x_t : 時刻 t における伝送路品質の推定値 (0~1)

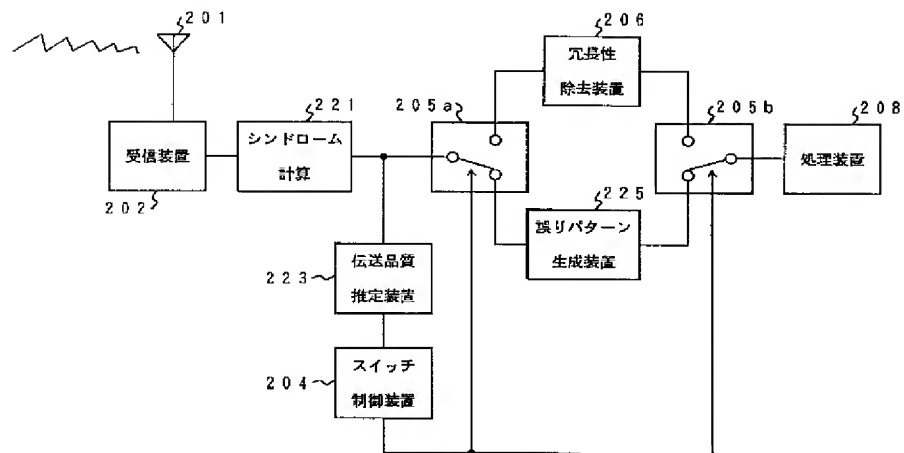
θ : しきい値

\bar{x}_t : 時刻 t における慣性を加味した伝送路品質の推定値 (0~1)

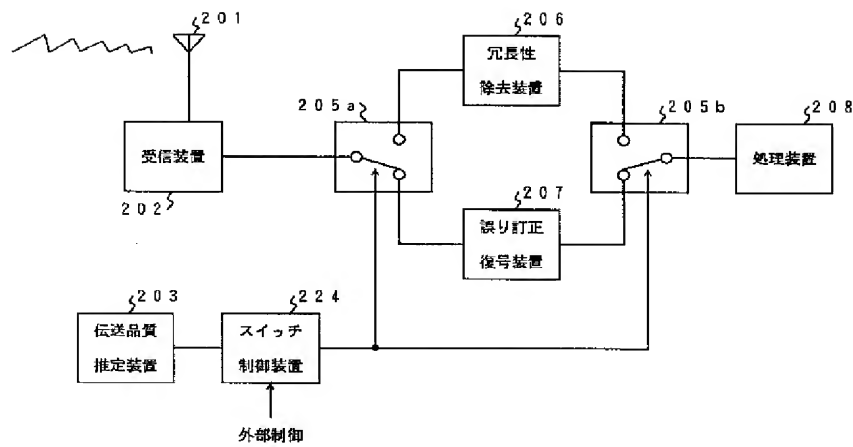
ε : 慣性値



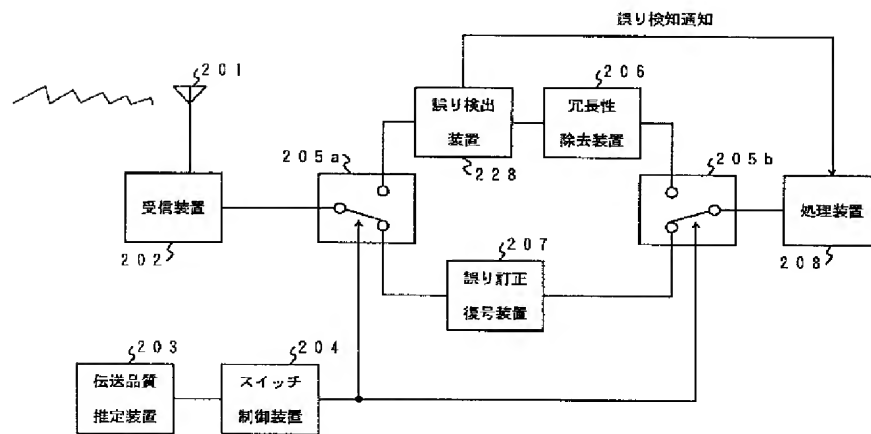
【図23】



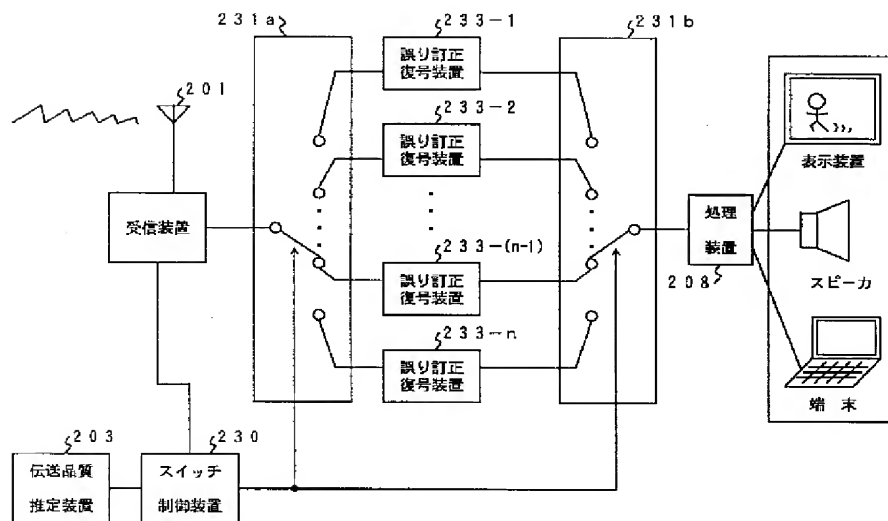
【図24】



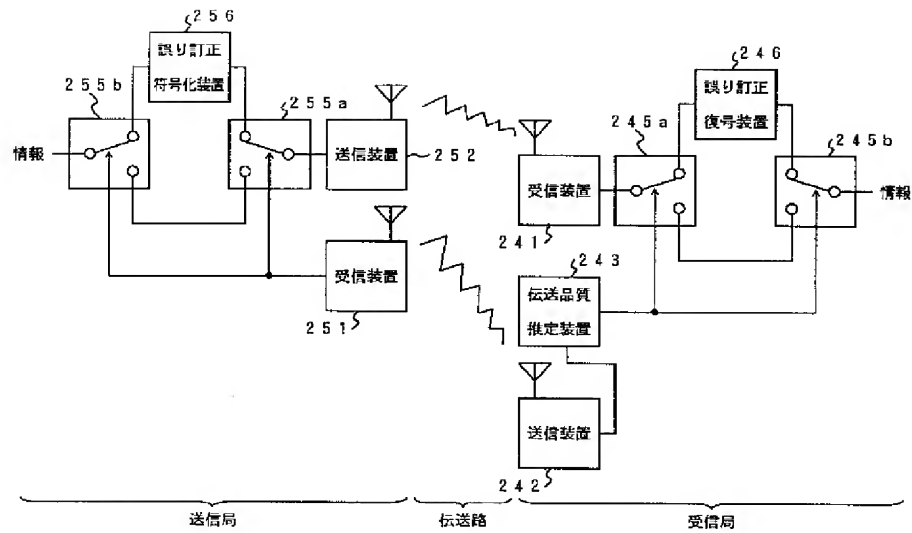
【図25】



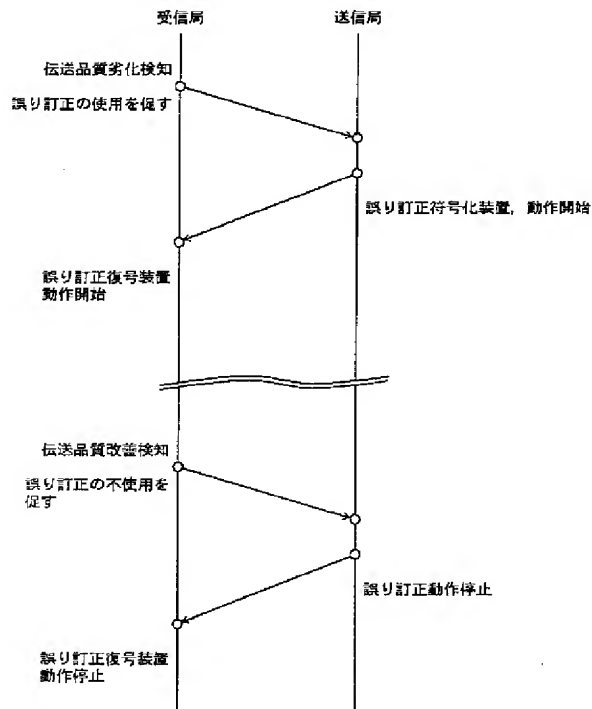
【図26】



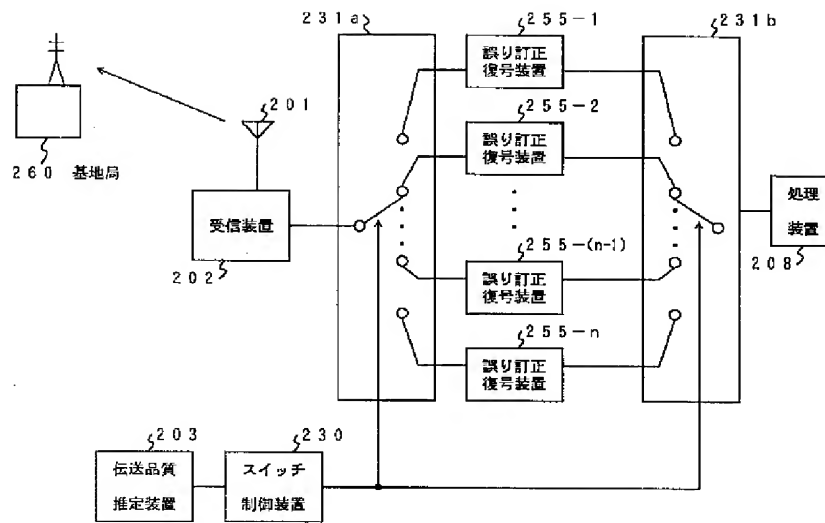
【図27】



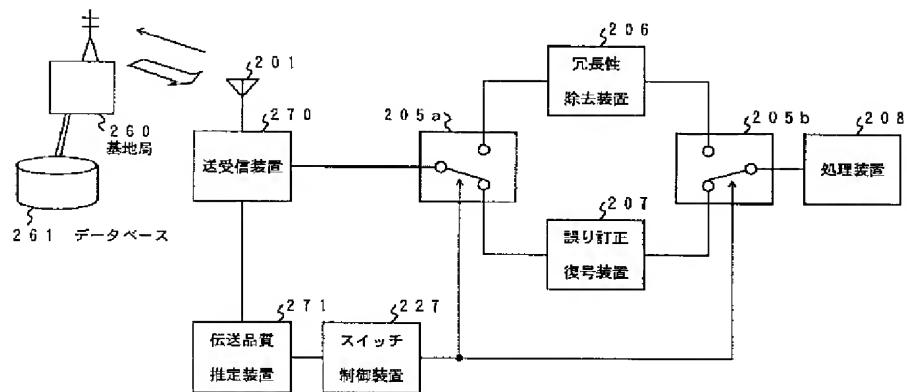
【図28】



【図31】



【図32】



フロントページの続き

(72)発明者 中島 暢康
神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内
(72)発明者 農人 克也
神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内

(72)発明者 清水 秀夫
神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内
(72)発明者 川村 信一
神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内

Method for multi-carrier modulation and demodulation of digitally coded data

Publication number: JP9512156 (T)

Publication date: 1997-12-02

Inventor(s):

Applicant(s):

Classification:

- **international:** *H04H20/67; H04J11/00; H04L27/26; H04L5/06; H04J11/00; H04L27/26; H04L5/02; (IPC1-7): H04J11/00; H04L5/06*

- **European:** *H04H20/67; H04L27/26M1*

Application number: JP19960504719T 19950720

Priority number(s): DE19944425713 19940720; WO1995EP02868 19950720

Also published as:

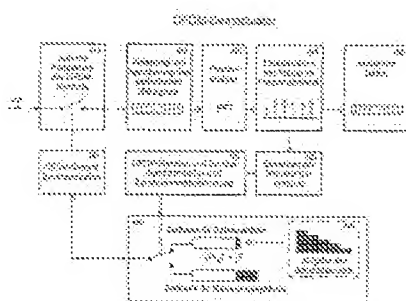
DE4425713 (C1)
HU215892 (B)
EP0771497 (A1)
EP0771497 (B1)
ES2121410 (T3)

[more >>](#)

Abstract not available for JP 9512156 (T)

Abstract of corresponding document: **DE 4425713 (C1)**

In order to prevent wanted signal capacity from being reduced during OFDM modulation of digital coded data, control symbol protecting intervals in the frame head of each OFDM transmission frame are larger than data symbol protecting intervals in wanted data areas of each OFDM transmission frame. The length of data symbol protecting intervals is determined during demodulation and data symbol scanning times are then determined depending on the thus determined length of the protecting intervals.



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

JP9512156A

Bibliography

DWPI Title

Multiple carrier modulation and demodulation of digitally encoded data establishing safety intervals for control symbols in preamble of each frame larger than those for data symbols in data part of frame

Publication Date (Kind Code)

1997-12-02 (T)

Application Number / Date

JP1996504719A / 1995-07-20

Priority Number / Date / Country

DE4425713A / 1994-07-20 / DE

JP1996504719T / 1995-07-20 / JP

WO1995EP2868A / 1995-07-20 / EP

(51)Int.Cl. ⁴	識別記号	庁内整理番号	F I
H 0 4 L 5/06		8124-5K	H 0 4 L 5/06
H 0 4 J 11/00		8124-5K	H 0 4 J 11/00
			Z

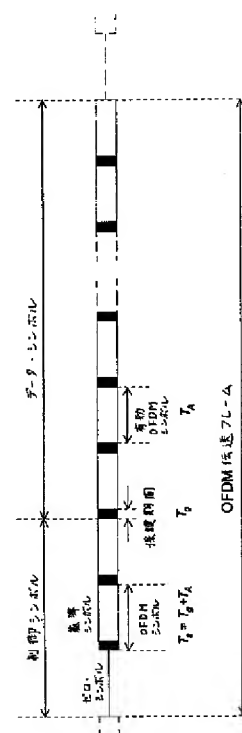
審査請求 有 予備審査請求 有 (全 13 頁)

(21)出願番号	特願平8-504719	(71)出願人	コンレ, テイルマール
(86) (22)出願日	平成7年(1995)7月20日		ドイツ連邦共和国 デー-81247 ミュン
(85)翻訳文提出日	平成9年(1997)1月20日		ヘン ペンダーシュトラッセ 23
(86)国際出願番号	PCT/EP95/02868	(72)発明者	ベツク, クリストフリード
(87)国際公開番号	WO96/02989		ドイツ連邦共和国 デー-84072 アウ・
(87)国際公開日	平成8年(1996)2月1日		イー・デー・ハラータウ シースルガス
(31)優先権主張番号	P 4 4 2 5 7 1 3 . 9		3
(32)優先日	1994年7月20日	(74)代理人	弁理士 田中 浩 (外2名)
(33)優先権主張国	ドイツ (DE)		
(81)指定国	EP (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, M C, NL, PT, SE), AU, CA, CZ, FI, H U, JP, KR, PL, US		

(54)【発明の名称】 持続波ネットワークにおける多重キャリア伝送

(57)【要約】

デジタルコード化データでOFDM変調を行うことによって所要の信号伝送容量が減少するのを防止するために、各OFDM伝送フレームのフレーム・ヘッダ中の制御シンボル保護期間を各OFDM伝送フレームの所要データ領域中のデータ・シンボル保護期間より長くする。データ・シンボル保護期間の長さは復調時に求められ、次いでデータ・シンボル検出タイミングがその保護期間の長さに応じて求められる。



【特許請求の範囲】

1. 連続するOFDM伝送フレームの形式に構成されたOFDMシンボルの時間シーケンスが生成され、上記OFDM伝送フレームの各々が、1つ以上の制御シンボルを有するフレーム・ヘッダと複数のデータ・シンボルを有する有効データ領域とからなり、連続する各制御シンボルまたは各データ・シンボルの間にそれぞれ保護期間を有する、デジタル符号化データで多重キャリア変調を行う方法において、

上記各OFDM伝送フレームの上記フレーム・ヘッダにおける上記制御シンボルに対する保護期間を、上記各OFDM伝送フレームの上記有効データ領域における上記データ・シンボルに対する保護期間よりも長くなるように選択することを特徴とする、デジタル符号化データで多重キャリア変調を行う方法。

2. 上記各OFDM伝送フレームの上記有効データ領域における上記データ・シンボルに対する上記保護期間の時間的長さが可変であることを特徴とする、請求項1に記載のデジタル符号化データで多重キャリア変調する方法。

3. 請求項1または2に記載された方法に従って変調された多重キャリアを復調して元のデジタル符号化データを復元する方法において、受信した上記各OFDM伝送フレームの上記有効データ領域における上記データ・シンボルに対する保護期間の長さを求め、上記データ・シンボルの各検出タイミングを、検出した上記保護期間の長さの関数として決定することを特徴とする、多重キャリア復調して元のデジタル符号化データを復元する方法。

【発明の詳細な説明】

持続波ネットワークにおける多重キャリア伝送

発明の詳細な説明

発明の属する技術分野

本発明は、請求の範囲の請求項１に従うデジタル符号化データで多重キャリア変調する方法と、そのようにして多重キャリア変調された信号を、請求項３に従って復調して元のデジタル符号化データを復元する方法に関する。この前提技術の変復調方法は、フランス特許出願公開明細書F R - A - 2, 639, 495号により周知である。

発明の背景

フランス特許出願公開明細書F R - A - 2, 639, 495号により公知の多重（多、多数）キャリア変調（直交周波数分割多重変調(orthogonal frequency division multiplex modulation)、OFDM変調と略称する）において、OFDMシンボル（符号）の時間シーケンスは、デジタル符号化データで変調した多数のキャリア（搬送波）をフーリエ解析することによって生成される。その各OFDMシンボルは連続するOFDM伝送フレームの形式に配置構成され、その各OFDM伝送フレーム間は例えばゼロ（0）シンボルまたは空のシンボル（図１）等によって互いに隔てられ（分離し）ている。各OFDM伝送フレームは、１つまたは数個の制御シンボルを有するフレーム・ヘッダと、その後多数のデータ・シンボルを有する有効データ領域（有用データ領域）とからなる。OFDM復号器においては、制御シンボルを使用して、各受信OFDM伝送フレームの開始点と各OFDMシンボルを適正なタイミング（時間）で検出するとともに、レベル（または振幅）と位相に応じて正確な変調キャリア周波数を復元する。変調器側では、連続するOFDMシンボル（制御シンボルおよびデータ・シンボル）の各シンボル相互間に保護（ガード）期間が挿入される。その保護期間が存在することによって、マルチパス（多重通路）伝播に起因して復調器側で生じる連続OFDMシンボル間のクロストークまたは干渉を防止することができる。この公知文献では、各OFDM伝送フレームにおけるフレーム・ヘッダおよび有効データ領域における全てのOFDMシンボルに対する保護期間の時間的長さは互いに同じであ

る。

一方、特に持続波（同一周波）ネットワーク（Gleichwellennetzen）における受信位置において各遅延時間の間に大きな差が生じる場合は、その保護期間は比較的長い持続時間を有するように設計して、連続する各OFDMシンボル相互間のクロストークを高い信頼性で防止するようにしなければならない。しかし、そのように長い持続時間の保護期間を設けると、その結果として、有効信号の伝送容量または伝送効率が減少する。そのような状況を改善するための1つの選択肢として、保護期間の長さを長くし、また有効信号期間の時間長を同じ程度長くすればよい。しかし、そのようにすると、復調器側の費用（コスト）が相当高くなる。即ち、要求される、OFDMデータ・シンボルの検出（走査）精度、検出値の記憶容量、およびその検出値から得られる時間信号の周波数解析の計算費用（コスト）が、それぞれ不相応に過大に高くなる。従って、OFDM変調システムのための保護期間は、ネットワーク計画設計の観点から伝送容量、受信機の費用（コスト）および周波数効率に対する欠点を容認するように妥協して選択しなければならない。

これに対して、本発明の目的は、大多数のアプリケーション（適用例）において有効信号の伝送容量を減少させないようにし、同時に、広域に広がる持続波ネットワークの場合をも考慮した伝送方式を実現することである。

発明の概要

この目的は、請求の範囲の独立請求項1および3の発明の特徴によって解決される。

本発明は、必ずしも全ての放送サービスまたは同報サービスに対して長い保護期間を設ける必要はないという認識に基づいている。例えば、ローカル・ネットワーク構成と地域的(regional)ネットワーク構成と全国的(national)ネットワーク構成との間では、必要な保護期間の長さは相違する。最も重要な点は、広い範囲の地域に持続波動作で信号を供給することである。本発明の思想は、このような認識から始まったもので、各OFDM伝送フレームのフレーム・ヘッダに対する保護期間だけを、考え得る最悪の条件のアプリケーションを想定して設計し、

各OFDM伝送フレームの有効データ領域のOFDMシンボルに対する保護期間は、考慮対象のネットワークにおいて生じる実際の遅延時間差に応じて設計することである。

図面の簡単な説明

図1は、従来技術によるOFDM伝送フレームの概略設計を示す。

図2は、本発明に従うOFDM伝送フレームの概略設計の3つの例を示す。

図3は、図2に従ってOFDM伝送フレームを生成するOFDM変調器のブロック図を示す。

図4は、図2に従うOFDM伝送フレームの変調信号を復調するOFDM復調器のブロック図を示す。

発明の実施態様の詳細な説明

次に、本発明を図面を参照して詳細に説明する。

図3は、送信側のOFDM変調の基本的な特徴を示している。最小の伝送単位を表すOFDMシンボルを形成するために、デジタル符号化データのブロック310を考える。そのデータを用いて、周波数領域320における複数の直交キャリアが変調される。この処理において、標準的デジタル変調技術（例、QPSK、QAM、等）を適用して各キャリアを変調する。逆フーリエ変換330を用いて、持続時間 T_A の周期（期間）の時間信号を合成する。この周期的時間信号は、データ・ブロック310の全体の情報を含んでおり、中間的に記憶された検出値340の形態で利用可能となるものであって、アナログ信号に変換され、シンボル持続時間 T_s で送信される。ここで、シンボル持続時間 T_s は、サイクル持続時間（周期）によって決まる最小限の有効シンボル時間 T_A より長くなるように選択される。送信信号に対する付加時間または送信信号の延長時間は、持続時間 $T_g = T_s - T_A$ を有する保護期間(guard interval)として表される。

本発明によれば、制御シンボル(Steuerungssymbole)に対する保護期間 T_{g_str} (T_{g_cont})は、データ・シンボルに対する保護期間 T_{g_data} より長い長さに選択される。この選択は、OFDM伝送フレームにおけるOFDMシンボルの位置の関数の形で制御される切換え手段360によって実行される。ここで、保護

期間 T_{g_strg} の長さは、広域の持続波ネットワークにおいて予想（想定）される臨界条件においても連続する制御シンボル間のクロストークが回避（防止）できるように選択される。保護期間 T_{g_data} は、相異なる保護期間の集合（群）37

0の中から選択することができるものであり、個々の事例において実現した送信機のネットワーク構成によって実際に各遅延時間に差が生じたときにも、連続するデータ・シンボル間に実質的にクロストークが生じないような長さに設定される。データ・シンボルの保護期間 T_{g_data} に対して選択した持続時間の長さは、制御シンボルの信号を用いて受信側に伝えられる。このようにして、例えば図2のa)～c)に示すような相異なる保護期間を有するOFDM伝送フレームが生成される。

受信側では、最初にOFDM伝送フレームに対して概略の粗い同期が取られる。受信した時間信号400は、最初に伝送されたOFDMシンボルのシンボル持続時間 T_g において、検査（探査）されて最初にサイクル持続時間 T_A が検出され（420）、周波数領域へのフーリエ変換（430）によって解析される。伝送されたデータ450は、個々のキャリアを復調して復元される。一方、精細な時間同期を取って同期を微調整するために、通常、最初（第1の）OFDMシンボルが基準シンボルとして用いられて、伝送チャンネルのインパルス応答の計算が可能となり、かつキャリア周波数の振幅および位相が復元できる。伝送チャンネルのインパルス応答を用いることによって、長い時間となるように選択された保護期間 T_{g_strg} の持続時間の範囲内でマルチパス・チャンネルおよび持続波ネットワークにおいて生じる全てのエコーの振幅と遅延時間を知ることができる。

後続の各OFDMシンボルを検査してサイクル持続時間 T_A を検出するタイミングは、伝送フレームにおけるOFDMシンボルの位置の関数として、それぞれの保護期間の持続時間分だけ遅延される。制御490において、各制御シンボルおよび各データ・シンボルに対する保護期間の持続時間は、本発明に従って予め設定されている。そのデータ・シンボルに対する保護期間 T_{g_data} の持続時間は、先に、信号（制御シンボル）で伝えられて、取り得る相異なる保護期間495の集合（群）の中から選択される。

本発明による方法の利点は、比較的少ないハードウェア費用で保護期間の持続時間を柔軟に設定することができ、それによってOFDMシステムの実現およびネットワーク計画の観点からOFDMシステムを最適化することが可能になることである。また、本発明による方法の別の利点は、データ・シンボルに対して予

め設定した保護期間を越えるエコー遅延時間の差が生じたときに明らかになる。制御シンボルに対して十分に長い保護期間が与えられている限り、さらに、基準シンボルを用いて求められる伝送チャンネルのインパルス応答を用いた通常の方法により、データ・シンボルに対してエコー等化を行うことも可能となる。

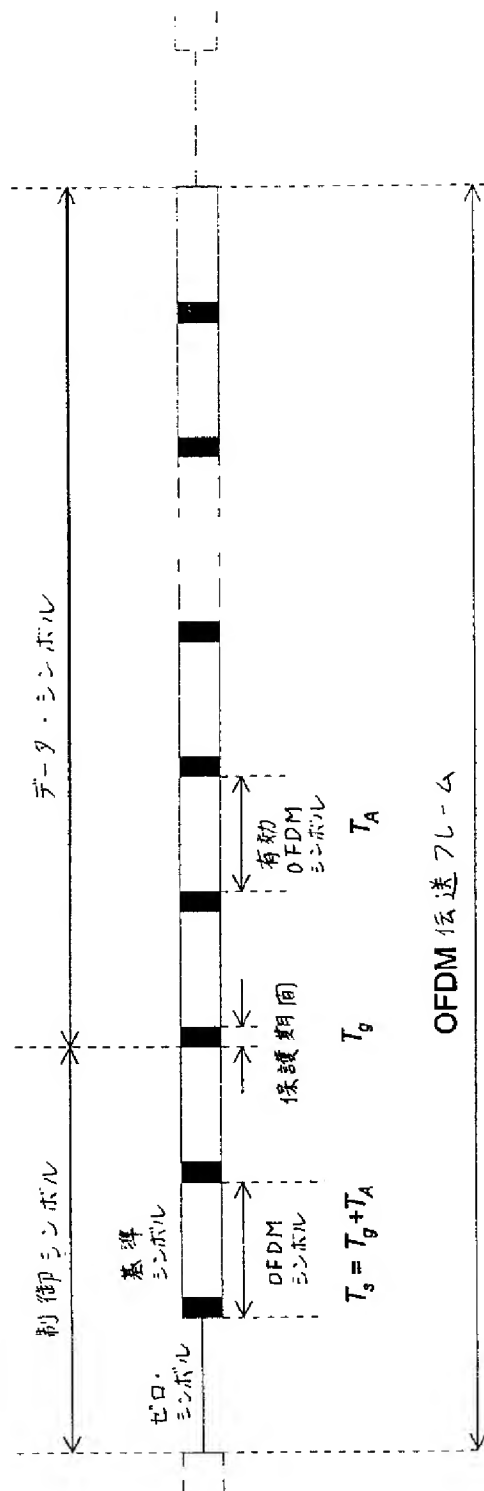
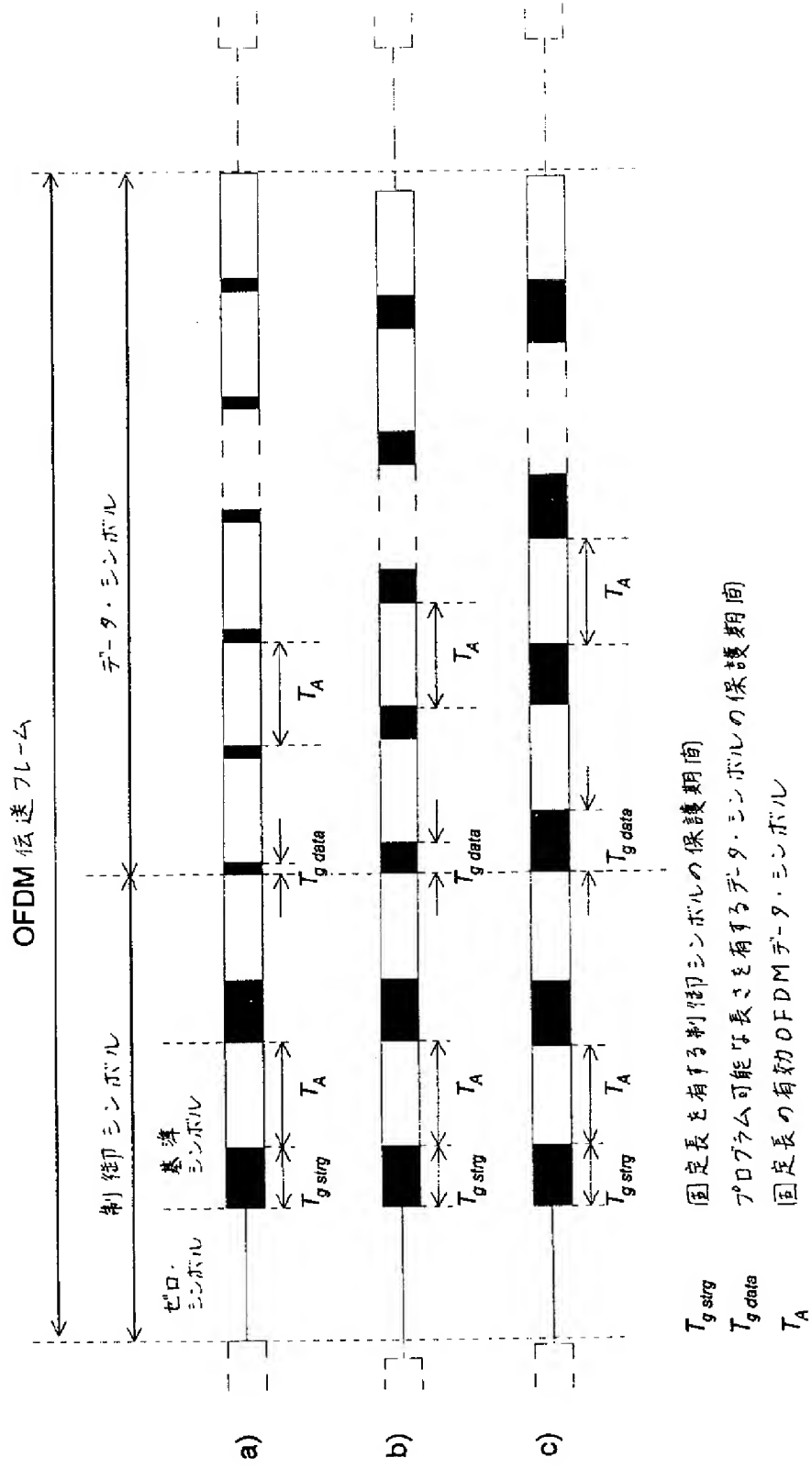


図 1



【図 3】

OFDM 変調器

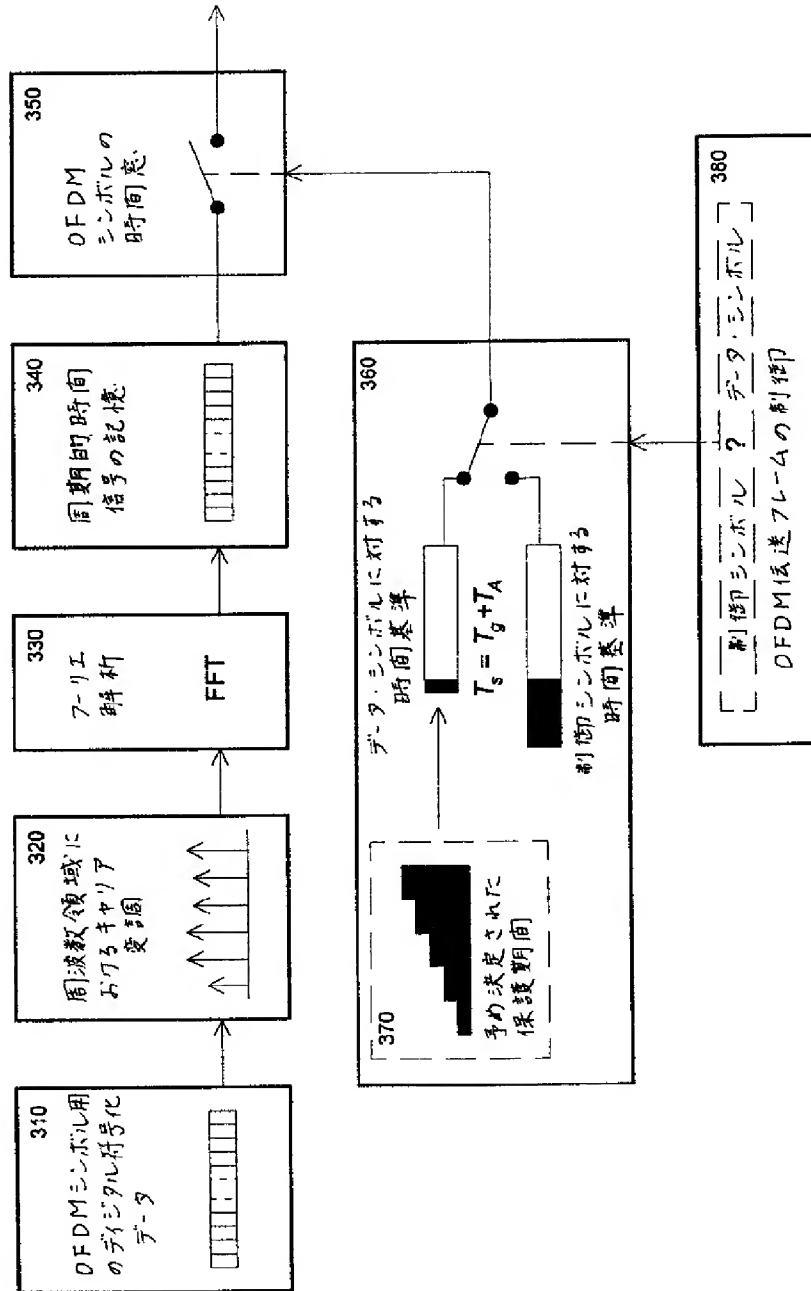
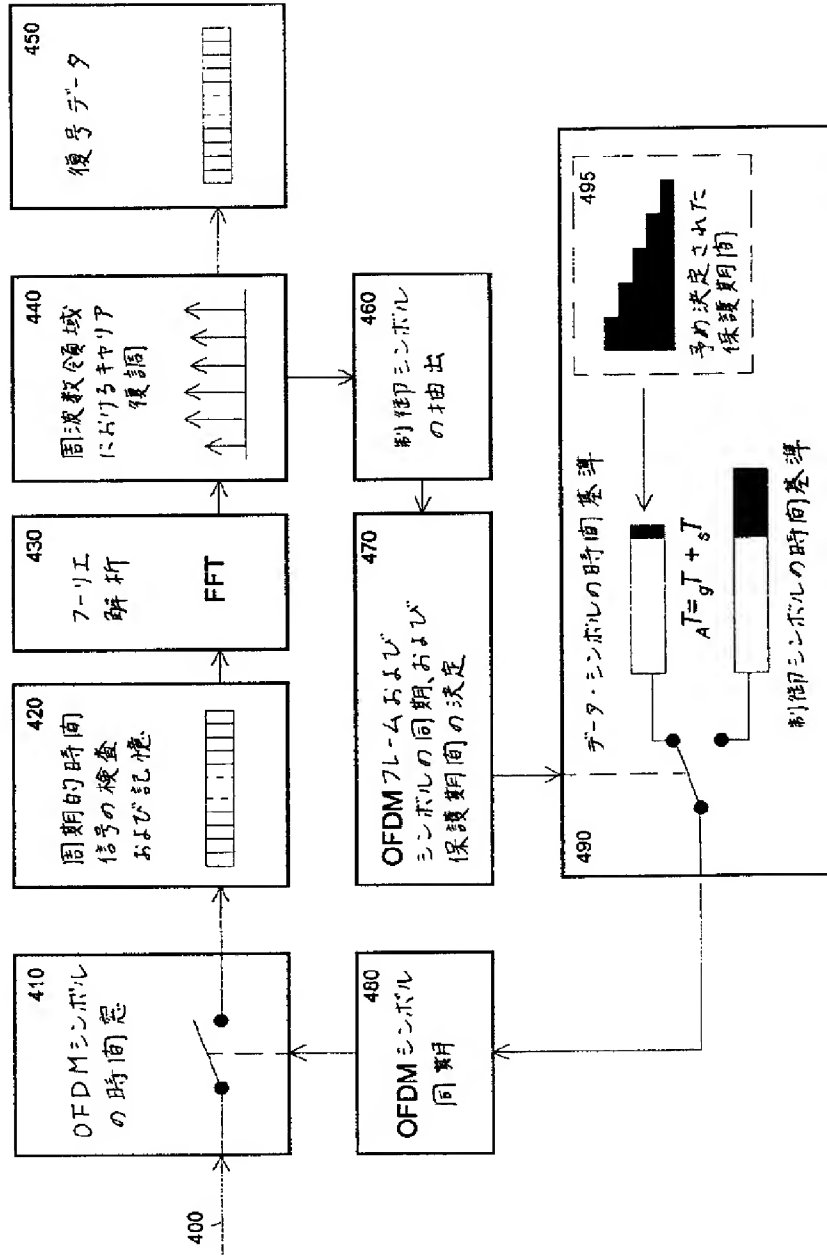


図 3

【図 4】

OFDM 復調器



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/EP 95/02868

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 6 H04L5/06 H04H3/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 6 H04L H04H

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>RUNDFUNKTECHNISCHE MITTEILUNGEN, vol. 38, no. 1, January 1994 NORDERSTEDT DE, pages 14-23, BRÜGGER 'DAB - Gleichwellennetze bei 1,5GHz' see page 14, right column, paragraph 2 - page 15, left column, paragraph 2 see table 1</p> <p style="text-align: center;">--- -/--</p>	1-3

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☐ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

3 November 1995

Date of mailing of the international search report

20.11.95

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Scriven, P

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/EP 95/02868

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	SIGNAL PROCESSING IMAGE COMMUNICATION., vol. 5, no. 5/6, December 1993 AMSTERDAM NL, pages 379-403, TOURTIER ET AL. 'Multicarrier modem for digital HDTV terrestrial broadcasting' see figures 6-8,11 see page 385, paragraph 2 - page 387, paragraph 1 -----	1-3
A	IEEE TRANSACTIONS ON CONSUMER ELECTRONICS, vol. 35, no. 3, August 1989 NEW YORK, US, pages 493-503, LE FLOCH ET AL 'DIGITAL SOUND BROADCASTING TO MOBILE RECEIVERS' see figure 3 see page 496, left column, paragraph 1 see page 501, right column, paragraph 5 -----	1-3

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (July 1992)